

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación**

## **TRABAJO FIN DE GRADO**

**Antena en banda Ka de TT&C para CubeSat**

**Antonio Pérez Santos**  
**Tutor: Miguel A. Salas Natera**  
**Ponente: José Luis Masa Campos**

**Junio 2020**



# **Antena en banda Ka de TT&C para CubeSat.**

**AUTOR: Antonio Pérez Santos**  
**TUTOR: Miguel A. Salas Natera**

**Dpto. de Tecnologías Electrónicas y de Comunicaciones**  
**Escuela Politécnica Superior**  
**Universidad Autónoma de Madrid**  
**Junio de 2020**





# Resumen

Este Trabajo Fin de Grado estudia el diseño de una antena cuadrada fabricada en tecnología Microstrip. El diseño final de la antena está enfocado para su uso en los satélites CubeSat.

Se inicia el estudio con las especificaciones que necesita cumplir nuestro sistema basándonos en diferentes misiones de la NASA donde han sido utilizados satélites CubeSat.

A continuación, se analizan las diferentes tecnologías de fabricación y alimentación del elemento radiante. Una vez elegido las más convenientes, se diseñan diferentes modelos y se opta por aquel que pueda ajustarse mejor a las especificaciones definidas en el apartado anterior.

Una vez seleccionado el modelo, se diseña el elemento final. La antena bajo estudio, se diseña para que trabaje a dos frecuencias distintas, una para transmisión, en banda K (26 GHz) y otra para recepción, en banda Ka (34 GHz). El elemento unitario se alimenta a través de acoplo por ranura, con dos ranuras por cada frecuencia para facilitar el diseño y minimizar el acoplo entre las puertas. Para alimentar las aperturas, se utilizarán dos pistas por cada frecuencia, que serán alimentadas a su vez según polarización circular con un Branch-line (uno por cada frecuencia de diseño). Alimentando la antena de esta manera, se pretende evitar las pérdidas por desalineación que podría haber entre la antena receptora y la transmisora si alimentásemos el elemento con polarización lineal.

Finalmente, con los resultados obtenidos, se exponen las conclusiones que se pueden extraer y el trabajo futuro que se podría desarrollar a partir de este diseño.

# Abstract

This Bachelor Thesis studies the design of a square antenna made of Microstrip technology. The final design of the antenna is focused for use on CubeSat satellites.

The study begins with the specifications that our system needs to meet based on different NASA missions where CubeSat satellites have been used.

Next, the different manufacturing and supply technologies for the radiant element are analyzed. Once the most convenient ones have been chosen, different models are designed and the one that best fits the specifications defined in the previous section is chosen.

Once the model is selected, the final element is designed. The antenna under study is designed to work at two different frequencies, one for transmission, in the K band (26 GHz) and the other for reception, in the Ka band (34 GHz). The unitary element is fed through coupling per slot, with two slots for each frequency to facilitate the design and minimize the coupling between the ports. To feed the slots, two lines will be used for each frequency, which will be fed in turn according to circular polarization with a Branch-line (one for each design frequency). By feeding the antenna in this way, it is intended to avoid the misalignment losses that could occur between the receiving and the transmitting antenna if we were to feed the element with linear polarization.

Finally, with the results obtained, the conclusions that can be drawn and the future work that could be developed from this design are exposed.

## **Palabras clave**

ANTENA

PARCHE CUADRADO

RED DE ALIMENTACIÓN

POLARIZACIÓN CIRCULAR

ACOPLO POR RANURA

LÍNEA STRIPLINE

PARÁMETROS S

BRANCH-LINE

## **Keywords**

ANTENNA

SQUARE PATCH

POWER NETWORK

CIRCULAR POLARIZATION

SLOT COUPLING

STRIPLINE LINE

S PARAMETERS

BRANCH-LINE





## ***Agradecimientos***

En primer lugar quería dar las gracias a mi tutor Miguel A. Salas por darme la oportunidad de realizar este trabajo y por las innumerables horas que me ha dedicado para llevarlo a cabo.

También quería dar las gracias a todos los profesores que me han enseñado tantas cosas durante estos años.

A mis compañeros, en especial a Roberto, que sin su ayuda y amistad, no podría haber superado muchos de los retos de estos años.

A mi familia por estar siempre a mi lado, en especial a mi madre, que siempre ha estado en cada momento que la he necesitado sin pedir nada a cambio.

Y a todos aquellos que me han apoyado, animado y ayudado durante estos años a conseguir superar la meta fijada.

Muchas gracias a todos



## INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	16
1.1	Motivación.....	16
1.2	Objetivos.....	16
1.3	Organización de la memoria.....	16
2	Estado del arte.....	17
2.1	Tecnología de CubeSats .....	17
2.1.1	Aplicaciones (astronomía y comunicaciones).....	18
2.1.2	Estructura de las misiones.....	19
2.1.3	Sub-sistemas de comunicaciones. ....	20
2.1.4	Requisitos del sistema a diseñar en el TFG. ....	21
2.2	Marco teórico .....	22
2.2.1	Antenas. Parámetros fundamentales.....	22
2.2.2	Tipos de antenas. ....	23
3	Diseño.....	25
3.1	Definición del elemento básico de la antena .....	25
3.1.1	Tecnología de fabricación del elemento radiante.....	25
3.1.2	Alimentación del elemento radiante. ....	26
3.1.3	Geometría inicial del elemento radiante. ....	27
3.2	Descripción del diseño final del elemento radiante. ....	33
4	Alimentación .....	41
4.1	Alimentación con Branch line .....	41
4.1.1	Branch-line 26 GHz.....	41
4.1.2	Branch line a 34 GHz. ....	43
4.2	Alimentación con conector coaxial. ....	44
5	Conclusiones.....	47
6	Trabajo futuro .....	48
7	Referencias .....	49
	Glosario .....	51
	Anexos.....	I
A	Parámetros S.....	I
B	Polarización.....	II
C	Tipos de alimentación de una antena Microstrip. ....	III
D	Parche rectangular tecnología Microstrip. ....	V
E	Diseño Branch-line -3 dB. ....	VII
F	Líneas de transmisión. Microstrip y Stripline. ....	VIII

# INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1. SATELITES CUBESAT. DISMENSIONES 1U (IZQUIERDA) Y 3U (DERECHA) [1].	17
FIGURA 2-2. CUBESAT UTILIZADO EN LA MISIÓN ISARA [12].	19
FIGURA 2-3. REPRESENTACIÓN DEL CUBESAT ASTERIA EN ÓRBITA [4].	20
FIGURA 2-4. MONITORIZACIÓN DE LA SONDA INSIGHT MEDIANTE CUBESAT [17].	20
FIGURA 2-5. ANTENA DE HILO [22].	23
FIGURA 2-6. ANTENA CUADRADA IMPRESA [22].	23
FIGURA 2-7. ANTENA DE APERTURA PIRAMIDAL [22].	23
FIGURA 2-8. REFLECTOR PARÁBOLICO CON ALIMENTACIÓN FRONTAL [22].	24
FIGURA 2-9. REFLECTARRAY ALIMENTADO CON DOS ANTENAS [24].	24
FIGURA 3-1. METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE.	25
FIGURA 3-2. DIMENSIONES DEL PARCHE, PISTA, RANURA, SUSTRATOS Y PLANO DE MASA DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO CON RANURA SIMPLE (A, B Y C) Y DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO CON RANURA RECTANGULAR (D, E Y F).	28
FIGURA 3-3. ADAPTACIÓN DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA SIMPLE (1) Y RANURA RECTANGULAR (2).	28
FIGURA 3-4. DIMENSIONES DEL PARCHE, PISTA, RANURA, SUSTRATOS Y PLANO DE MASA DEL PARCHE CIRCULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO CON RANURA SIMPLE (A, B Y C) Y DEL PARCHE CIRCULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO CON RANURA CIRCULAR (D, E Y F).	29
FIGURA 3-5. ADAPTACIÓN DEL PARCHE CIRCULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA SIMPLE (1) Y RANURA CIRCULAR (2).	30
FIGURA 3-6. DIMENSIONES DEL PARCHE (A), PISTAS Y RANURA (B) Y ANCHOS DE SUSTRATOS Y PLANOS DE MASA (C) DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA EN “L” CON LÍNEAS STRIPLINE.	31
FIGURA 3-7. REFLEXIÓN DE LAS PUERTAS 1 ( $S_{11}$ ) Y 2 ( $S_{22}$ ) DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA EN “L”.	32
FIGURA 3-8. ACOPLAMIENTO ENTRE PUERTA 1 ( $S_{21}$ ) Y 2 ( $S_{12}$ ) DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA EN “L”.	32
FIGURA 3-9. DIMENSIONES DEL PARCHE (A), PISTAS Y RANURA (B) Y ANCHOS DE SUSTRATOS Y PLANOS DE MASA (C) DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA.	34
FIGURA 3-10. REFLEXIÓN EN LAS PUERTAS 1 ( $S_{11}$ ) Y 2 ( $S_{22}$ ) Y ACOPLAMIENTO ENTRE PUERTA 1 ( $S_{21}$ ) Y 2 ( $S_{12}$ ) DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA.	34

FIGURA 3-11. COMPONENTES CO-POLAR Y CONTRA-POLAR DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO SEGÚN POLARIZACIÓN CIRCULAR CON $\Phi=90^\circ$ .	35
FIGURA 3-12. RELACIÓN AXIAL DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR RANURA A 26 GHz.	35
FIGURA 3-13. DIMENSIONES DEL PARCHE (A), PISTAS Y RANURA (B) Y ANCHOS DE SUSTRATOS Y PLANOS DE MASA (C) DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURA CON LÍNEAS STRIPLINE.	36
FIGURA 3-14. VISTA EN EXPLOSIÓN DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURAS.	36
FIGURA 3-15. ADAPTACIÓN DE LAS PUERTAS 1 ( $S_{11}$ ), 2 ( $S_{22}$ ), 3 ( $S_{33}$ ) Y 4 ( $S_{44}$ ) DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR RANURAS.	37
FIGURA 3-16. POTENCIA QUE ENTREGA LA PUERTA 1 A LAS PUERTAS 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) Y 4 ( $S_{41}$ ).	38
FIGURA 3-17. POTENCIA QUE ENTREGA LA PUERTA 2 A LAS PUERTAS 1 ( $S_{12}$ ), 3 ( $S_{32}$ ) Y 4 ( $S_{42}$ ).	38
FIGURA 3-18. POTENCIA QUE ENTREGA LA PUERTA 3 A LAS PUERTAS 1 ( $S_{13}$ ), 2 ( $S_{23}$ ) Y 4 ( $S_{43}$ ).	38
FIGURA 3-19. POTENCIA QUE ENTREGA LA PUERTA 4 A LAS PUERTAS 1 ( $S_{14}$ ), 2 ( $S_{24}$ ) Y 3 ( $S_{34}$ ).	39
FIGURA 3-20. COMPONENTES CO-POLAR Y CONTRA-POLAR DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO SEGÚN POLARIZACIÓN CIRCULAR CON $\Phi=90^\circ$ .	39
FIGURA 3-21. RELACIÓN AXIAL DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO SEGÚN POLARIZACIÓN CIRCULAR CON $\Phi=90^\circ$ .	40
FIGURA 4-1. DISEÑO BRANCH-LINE [30]	41
FIGURA 4-2. DIMENSIONES (A) Y VISTA OBLICUA (B) DEL BRANCH-LINE A 26 GHz.	42
FIGURA 4-3. ADAPTACIÓN DE LA PUERTA 1 ( $S_{11}$ ) Y TRANSMISIÓN DE POTENCIA A LAS PUERTAS 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) Y 4 ( $S_{41}$ ) DEL BRANCH-LINE A 26 GHz.	42
FIGURA 4-4. DESFASE EN GRADOS ENTRE LAS SEÑALES SALIENTES EN LAS PUERTAS 2 Y 3.	42
FIGURA 4-5. DIFERENCIA ENTRE LAS SEÑALES SALIENTES EN LAS PUERTAS 2 Y 3.	43
FIGURA 4-6. DIMENSIONES (A) Y VISTA OBLICUA (B) DEL BRANCH-LINE A 34 GHz.	43
FIGURA 4-7. ADAPTACIÓN DE LA PUERTA 1 ( $S_{11}$ ) Y TRANSMISIÓN DE POTENCIA A LAS PUERTAS 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) Y 4 ( $S_{41}$ ) DEL BRANCH LINE A 34 GHz.	44
FIGURA 4-8. DESFASE EN GRADOS ENTRE LAS SEÑALES SALIENTES EN LAS PUERTAS 2 Y 3.	44
FIGURA 4-9. DIFERENCIA ENTRE LAS SEÑALES SALIENTES EN LAS PUERTAS 2 Y 3.	44
FIGURA 4-10. DISEÑO DE ALIMENTACIÓN CON CONECTOR COAXIAL DE PISTA STRIPLINE (A) Y DETALLE DE POSICIÓN DE PINES RESPECTO AL CONECTOR (B).	45

FIGURA 4-11. PARAMETRIZACIÓN DE PISTAS Y PINES (A) Y VALORES (B) DEL MEJOR RESULTADO OBTENIDO.....	45
FIGURA 4-12. TRANSFORMADOR $\lambda/4$ PARA ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS [32].....	46
FIGURA 4-13. ADAPTACIÓN DE LAS PUERTAS 1 ( $S_{11}$ ) Y 2 ( $S_{22}$ ) Y ACOPLLO ENTRE LA PUERTAS 1 Y 2 ( $S_{21}$ Y $S_{12}$ ) DE LA PISTA STIPLINE ALIMENTADA CON CONECTOR COAXIAL VERTICAL. ....	46
FIGURA A-1. MATRIZ PARÁMETROS S [33]. ....	I
FIGURA B-2. POLARIZACIÓN LINEAL [21]. ....	II
FIGURA B-3. POLARIZACIÓN CIRCULAR [21].....	II
FIGURA B-4. POLARIZACIÓN ELÍPTICA [21] .....	II
FIGURA C-5. PARCHE CIRCULAR ALIMENTADO POR SONDA COAXIAL [22].....	III
FIGURA C-6. PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR LÍNEA MICROSTRIP [22].....	III
FIGURA C-7. PARCHE CUADRADO ALIMENTADO A TRAVÉS DE ACOPLLO POR RANURA [22].....	III
FIGURA C-8. PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLLO POR PROXIMIDAD [22]. ....	IV
FIGURA D-9. PARÁMETROS DEL PARCHE RECTANGULAR. ....	V
FIGURA D-10. LONGITUD EFECTIVA DEL PARCHE POR EL EFECTO BORDE [25].....	V
FIGURA E-11. DISEÑO BRANCH-LINE [29]. ....	VII
FIGURA F-12. GEOMETRÍA LÍNEA STRIPLINE [30]. ....	VIII
FIGURA F-13. GEOMETRÍA LÍNEA MICROSTRIP [30]. ....	VIII

# ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1. ESPECIFICACIONES DE MISIONES ISARA, ASTERIA Y MARCO [3, 12, 15, 20] .....	21
TABLA 2. RANGOS DE FRECUENCIA DE TRABAJO EN EL ESPACIO. ....	21
TABLA 3. REQUISITOS DEL SISTEMA PARA EL DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE. ....	22
TABLA 4. RESULTADOS DE LOS DISEÑOS PARA LA ELECCIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO.....	30
TABLA 5. RESULTADOS DEL PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR ACOPLORANURA EN “L” CON DOS LÍNEAS STRIPLINE A 34 GHz.....	33
TABLA 6. RESULTADOS DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR ACOPLORANURA CON DOS LÍNEAS STRIPLINE A 26 GHz. ....	34
TABLA 7. VALORES SIN NORMALIZAR DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO SEGÚN POLARIZACIÓN CIRCULAR. ....	35
TABLA 8. RESULTADOS DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO POR RANURA POR ACOPLORANURA CON FRECUENCIAS DE TRABAJO A 26 Y 34 GHz. ....	37
TABLA 9. VALORES SIN NORMALIZAR DEL PARCHE CUADRADO ALIMENTADO SEGÚN POLARIZACIÓN CIRCULAR. ....	39

# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

Actualmente, existe un aumento de las misiones científicas, tanto de observación de la Tierra, de la luna, de Marte como para otros casos en el espacio profundo. Se ha demostrado la posibilidad de utilizar un CubeSat como un nodo dentro de una misión espacial que comprende más elementos en formación o dispersos, y que estos actúen como repetidores de la red de comunicaciones o formen parte de la carga útil con instrumentos. Ejemplo de ello son las misiones ISARA, ASTERIA y MARCO de la NASA.

Por otro lado, los sistemas de control de actitud de los CubeSat han evolucionado, permitiendo implementar sistemas de antenas más directivas en los modelos de 3U y 6U.

En este trabajo se hace un análisis desde el nivel del sistema con respecto al estado del arte y la técnica para ir derivando hacia componentes más específicos, primero analizando los requisitos del sistema para luego analizar el componente bajo análisis.

## 1.2 Objetivos

Como objetivos principales del presente trabajo fin de grado, se estudiará en primer lugar los sistemas de comunicaciones de las misiones antes mencionadas y los requisitos que derivan a nivel de antenas para la realización de los enlaces. En segundo lugar, se dará la definición de los elementos básicos del sistema de antena, selección de tecnologías y la propuesta de diseño. En tercer lugar se realizará el diseño, se analizarán los resultados obtenidos y se darán propuestas de mejora del diseño para optimizar estos resultados.

## 1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

1. En el primer capítulo se describe brevemente la motivación, los objetivos y la organización de este TFG.
2. En el segundo capítulo se presenta el estado del arte, diferentes misiones realizadas con los satélites CubeSat y algunas definiciones que se trataran en este documento.
3. En el tercer capítulo se desarrolla el diseño del elemento unitario, base de este TFG.
4. En el cuarto capítulo se desarrolla el diseño de la alimentación del elemento unitario.
5. En el quinto capítulo se exponen las conclusiones del trabajo
6. En el sexto capítulo se proponen posibles mejoras y avances a desarrollar en el diseño para un trabajo futuro.



## 2 Estado del arte

---

En esta sección se exponen los principios y las características generales de los satélites CubeSat junto con alguna de las misiones en las que han sido utilizados. También se describen algunos conceptos teóricos para la comprensión de este TFG.

### 2.1 Tecnología de CubeSats

Un CubeSat es un satélite pequeño (menos de 300 Kg) en forma de cubo. Las medidas del modelo básico (inicial) son de 10x10x11 centímetros (1U) con un peso de entre 1 y 1,3 Kg aproximadamente. En concreto, el CubeSat está encuadrado en los nano-satélites, ya que tienen un peso comprendido entre 1 y 10 kg en sus diferentes tamaños (1U, 1.5 U, 2U, 3U y 6U) que se desarrollaron posteriormente al modelo inicial [1].



**Figura 2-1. Satélites CubeSat. Dismensiones 1U (izquierda) y 3U (derecha) [1].**

La principal ventaja de estos satélites respecto a los convencionales, es que al ser mucho más pequeños, reducen significativamente los costes de producción. El tiempo de desarrollo se reduce también bastante, debido entre otros motivos, a la estandarización del proceso de fabricación de los componentes y a la reducción de los requisitos y ensayos ambientales. Los costes al ponerlo en órbita también son menores, ya que se suelen utilizar los espacios libres de otras misiones espaciales para alojarlos y transportarlos, por lo que no hay que fabricar una nave específica para poner un CubeSat en órbita. Una vez el vehículo de lanzamiento está en el espacio, este se encarga de expulsarlo y ponerlo en la órbita en la que va a trabajar el CubeSat. Otra consideración importante sería que si la misión fallase, el coste en pérdidas sería menor que si fallase utilizando un satélite convencional [1, 2].

Respecto a los inconvenientes, la principal desventaja sería que este tipo de satélites tienen menor duración que uno convencional. Mientras que un CubeSat puede durar aproximadamente 1 año para aquellos que operan en la órbita baja de la Tierra (low Earth Orbit, LEO), los satélites convencionales suelen durar más de 5 años. Otro inconveniente sería que necesitaríamos un número mayor de nano-satélites para realizar las mismas tareas que un satélite convencional, ya que al ser más pequeños tiene menos espacio útil, por lo que los instrumentos montados en el CubeSat tienden a ser menores tanto en cantidad como

en volumen y por lo tanto, su capacidad de abarcar las mismas tareas que un satélite estándar es menor [1].

Los satélites CubeSat se suelen utilizar para tomar datos de la Tierra desde el espacio o para recabar información del espacio. En ambos casos, los datos son enviados para ser analizados desde la Tierra, como por ejemplo en las misiones ISARA, ASTERIA y MARCO [3, 4, 5].

Como los satélites convencionales, los CubeSat pueden desarrollar misiones en solitario o formar parte de un conjunto de satélites para llevar a cabo una tarea común. Las constelaciones de CubeSat (agrupaciones de CubeSat), se utilizan en la actualidad entre otras tareas para el enrutamiento de aeronaves, pronóstico del tiempo o para obtener imágenes de la superficie terrestre. Las constelaciones Spire y PlanetScope desarrolladas por la ESA (Agencia Espacial Europea) llevan a cabo alguna de estas tareas, la primera con más de 60 nano-satélites y la segunda con más de 120 CubeSat [6, 7, 8]. Aunque las constelaciones de CubeSat no son mayoritarias, en un futuro, se usarán en sustitución de las constelaciones actuales, ya que el tamaño, la cobertura y la órbita en la que trabajan son factores importantes. Las constelaciones de CubeSat podrán cubrir más extensión de superficie terrestre en una órbita más baja a bajo coste, de esta manera, se podría por ejemplo facilitar el acceso a Internet a zonas que actualmente no lo tienen, reduciendo además los costes de producción [9].

### **2.1.1 Aplicaciones (astronomía y comunicaciones).**

Existen múltiples aplicaciones que se pueden dar a los CubeSat. El proyecto original de los sistemas CubeSat comenzó en 1999, y fue un trabajo realizado por los profesores Jordi Puig-Suari, Universidad Politécnica Estatal de California (Cal Poly) y Bob Twiggs profesor del Laboratorio de Desarrollo de sistemas espaciales de la universidad de Stanford (SSDL). La idea era facilitar a los estudiantes de las universidades el acceso a bajo coste al espacio, ya que los satélites convencionales eran inaccesibles, puesto que tenían un gran coste tanto en la fabricación como en el mantenimiento. Una vez se comprobó que esta tecnología podía ser útil para aportar datos del espacio y de la Tierra, agencias gubernamentales y empresas privadas a nivel mundial, se dedicaron al desarrollo y explotación de esta tecnología [1].

Una de las aplicaciones que pueden darse a los CubeSat, es utilizarlos como herramientas al servicio de la astronomía. Su uso como telescopios espaciales, permiten experimentos científicos que no serían posibles con las misiones espaciales actuales. Se usan en conjunto con grandes telescopios espaciales y terrestres para complementar datos necesarios para la investigación. Los CubeSat pueden monitorear y aportar datos de las fuentes bajo estudio durante semanas o meses con frecuencias no accesibles desde la Tierra [10]. Si el objeto estudiado es una estrella, se tiene la posibilidad de descubrir exoplanetas (planetas que orbitan una estrella diferente al Sol) los cuales, al pasar entre el observador y la estrella, provocan un descenso pequeño en el brillo de esta última. Este método se conoce como método de tránsito [11]. Si el movimiento del planeta alrededor de la estrella fuera periódico, se podría calcular desde el tamaño del planeta, su órbita y cuánto tiempo tarda en orbitar la estrella bajo estudio. La ventaja de observar el objeto directamente desde el espacio, es que los datos son más fiables, ya que se evita la posible distorsión introducida por las capas de la atmosfera si observáramos el mismo objeto desde la Tierra.

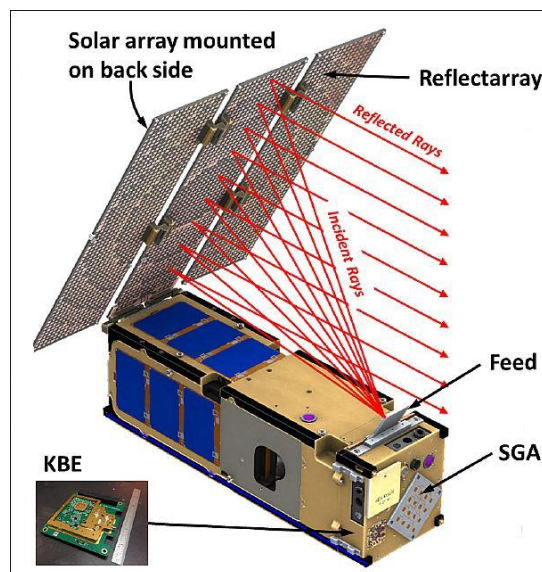
Otra aplicación para este tipo de satélites, está en el campo de las comunicaciones. Los CubeSat se pueden utilizar para retransmitir datos desde el espacio hacia la Tierra o desde un punto de la Tierra a otro. Esta última finalidad podría llevar a la cobertura total de la

Tierra, incluso en lugares que actualmente carecen de un buen sistema de comunicación, como son las zonas rurales apartadas o mejorar el enlace en las zonas donde ya existe [9]. En las comunicaciones entre el espacio y la Tierra, pueden jugar un papel fundamental como repetidores para misiones que se desarrollen en el espacio profundo, donde la distancia que tienen que recorrer la señal es considerable. En la misión MarCo, se utilizaron 2 CubeSat para transmitir en “tiempo real” datos del aterrizaje de la sonda InSight en Marte [5].

### 2.1.2 Estructura de las misiones

Se han desarrollado muchas misiones espaciales con los satélites CubeSat. Para el desarrollo de este TFG se han revisado las siguientes:

- Misión ISARA: Se desarrolla con un CubeSat de tamaño 3U lanzado el 10 de noviembre de 2017 en la órbita LEO. Su misión inicial fue comprobar durante 5 meses que una antena reflectarray podía transmitir a una velocidad de datos de 100 Mbps para un enlace descendente. Actualmente sigue desarrollando funciones de toma de imágenes de la Tierra. Entre sus características cabe destacar [3, 12, 13]:
  - Antena desplegable del tipo reflectarray, de alta ganancia e integrada en la parte posterior de una matriz solar.
  - Puede no ocupar una carga útil en la nave espacial, aprovechando los espacios no utilizados por la misión espacial principal.
  - Casi no aumenta el peso total de la nave.



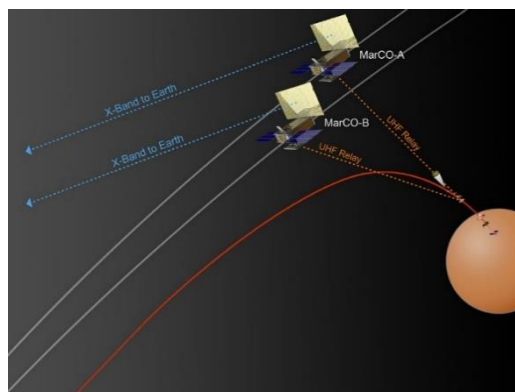
**Figura 2-2. CubeSat utilizado en la misión ISARA [12].**

- Misión ASTERIA: Se desarrolla con un CubeSat de tamaño 6 U. Desplegado en la órbita LEO el 20 de noviembre de 2017 desde la Estación Espacial Internacional, lleva un telescopio espacial Arcsencond que habilita la investigación astrofísica. Mide el brillo de las estrellas cercanas a él, permitiendo monitorearlas. Entre sus características cabe destacar [14, 15, 16]:
  - Dos antenas de parche de baja ganancia que trabajan de forma individual para la transmisión y recepción de señal.
  - Telescopio espacial Arcsencond.



**Figura 2-3. Representación del CubeSat ASTERIA en órbita [4].**

- Misión MarCO: Se desarrolla con 2 CubeSat de tamaño 6 U. Lanzados el 5 de mayo de 2018 por la NASA junto con el módulo de aterrizaje InSight to Mars. La misión principal era demostrar que los CubeSat podían llegar al espacio profundo por sus medios y monitorear a la sonda InSight mientras aterrizaba en Marte. El 26 de noviembre de 2018, la sonda espacial InSight tomó tierra en Marte mientras que los CubeSat tomaron datos de la maniobra retransmitiéndolos a la Tierra con un retardo de 8 minutos debido a la distancia entre la Tierra y Marte. Una vez terminado la misión principal, los dos CubeSat siguieron tomando datos de Marte y retransmitiéndolos a la Tierra. El 2 de febrero 2019 dejaron de transmitir, perdiendo su señal y dando por finalizada con éxito la misión. Entre sus características cabe destacar [5, 17, 18, 19] :
  - Uso de dos CubeSat (MarCO-A y MarCO-B) para comunicación redundante y evitar pérdidas de datos ante el fallo de uno de los dos.
  - Cada CubeSat tiene dos tipos diferentes de antenas: un reflectarray de alta ganancia para el enlace con la Tierra basada en la misión ISARA y una antena que trabaja en UHF para el enlace con la sonda InSight.
  - Primeros CubeSat que toman datos de Marte.



**Figura 2-4. Monitorización de la sonda InSight mediante CubeSat [17].**

### **2.1.3 Sub-sistemas de comunicaciones.**

En esta sección, dentro del estudio a nivel del sistema, se muestra alguno de los requisitos de las antenas de las misiones anteriormente citadas para la realización de enlaces. En la

tabla 1, se ha agrupado alguna de sus características, que nos podría servir de guía para el desarrollo del TFG.

**Tabla 1. Especificaciones de misiones ISARA, ASTERIA y MARCO [3, 12, 15, 20] .**

Misión	Frecuencia de trabajo [GHz]	Ganancia [dBi]	Ancho de Banda [GHz]	Tipo de enlace	Tipo de antena	Tamaño CubeSat [cm]	Tamaño de antena [cm]
ISARA	26 (Banda Ka)	33,5	25,35 a 26,65	100 Mbps (downlink)	Reflectarray	3 U (10 x 10 x 10)	33,9 x 82,6
ASTERIA	2,0629 (uplink) 2,271 (downlink) (Banda S)	7	2 a 2,11 (uplink) 2,2 a 2,3 (downlink)	4 y 32 Kbits (uplink) y 1 Mbits (downlink)	2 antenas de parche con baja ganancia	6 U (23,9x 11,6 x 36,6)	8,2 x 8,2
MARCO	8,425 (Banda X)	28	8,4 a 8,45 (downlink)	8 Kb/s del Insight a Cubesat en UHF	Reflectarray, enlace con la Tierra	6 U (36,6 x 24,6 x 11,8)	19,9 x 33,5

### 2.1.4 Requisitos del sistema a diseñar en el TFG.

Una vez visto alguna de las especificaciones de las misiones anteriores, se define los requisitos que se pretenden cumplir en nuestro diseño.

En primer lugar, se define la frecuencia de trabajo de nuestro sistema. En la tabla 2 se muestran distintas frecuencias en las que podríamos trabajar en el espacio. En este TFG, trabajaremos a 26 GHz para la frecuencia de transmisión y a 34 GHz para la frecuencia de recepción.

**Tabla 2. Rangos de frecuencia de trabajo en el espacio.**

Band Designation	Deep Space Bands (for spacecraft greater than 2 million km from Earth)		Near Earth Bands (for spacecraft less than 2 million km from Earth)	
	Uplink (Earth to space)	Downlink (space to Earth)	Uplink (Earth to space)	Downlink (space to Earth)
S-band	2110–2120*	2290–2300	2025–2110	2200–2290
X-band	7145–7190	8400–8450	7190–7235	8450–8500
K-band	**	**	**	25500–27000
Ka-band	34200–34700	31800–32300	**	**

En la tabla 3, se muestra los requisitos que queremos que nuestro sistema cumpla a partir de lo visto en el apartado 2.1.3 y en la tabla 2.

**Tabla 3. Requisitos del sistema para el diseño del elemento radiante.**

Parámetro	Unidades	Valor
Frecuencia RX	GHz	34
Frecuencia TX	GHz	26
Ancho de Banda mínimo	MHz	500 MHz
Directividad elemento radiante	dBi	> 5
Ancho de haz	Grados	> 60°
Relación Axial	dB	< 4

La antena a diseñar está enfocada para la supervisión, rastreo y control (TT&C) de un satélite que orbite en orbitas muy bajas de la Tierra. Debido a esto, el elemento tiene que ser más omnidireccional que directivo, ya que se encargará de transmitir la información en las diferentes fases de posicionamiento del satélite Cubesat en la órbita LEO después de su lanzamiento.

## **2.2 Marco teórico**

### **2.2.1 Antenas. Parámetros fundamentales**

Según el IEEE, una antena es un dispositivo “metálico” capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio [21].

Los parámetros fundamentales de una antena son aquellos que pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard del IEEE- 145-1973. Algunos de estos parámetros serían:

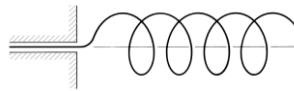
- Diagrama de radiación [22]: Representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio. A menudo, los valores del diagrama de radiación suelen estar normalizados a su máximo valor y a su vez, se suelen representar en escala logarítmica, ya que nos dan una referencia más detallada de los valores. Dentro del diagrama de radiación se encuentra:
  - o Ancho de haz: Se define como la separación angular entre dos puntos idénticos del diagrama de la señal. Uno de los valores más utilizados para medir el ancho de haz es el valor de media potencia de la señal (-3 dB). Otro sería aquel que está a -10 dB del valor máximo de la señal.
- Directividad [22]: La directividad de una antena no isotrópica es igual a la relación de su intensidad de radiación en una dirección dada respecto a una antena isotrópica, siendo una antena isotrópica aquella que no tiene pérdidas y que radia por igual en todas sus direcciones. Nos da una idea de cómo la antena dirige la energía a una determinada dirección, por lo que se puede decir, que describe las propiedades direccionales de la antena.
- Ganancia [22]: “Relación de la intensidad, en una dirección dada, a la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotropicamente (potencia aceptada por la antena dividida por  $4\pi$ )”. A diferencia de

la directividad, la ganancia tiene en cuenta la eficiencia de la antena. No incluye pérdidas por desadaptación de impedancias ni por desajuste de polarización.

### 2.2.2 Tipos de antenas.

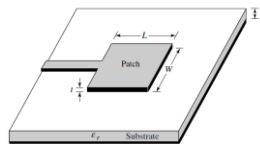
Existen muchos tipos de antenas, pero para el presente estudio nos centraremos en las siguientes antenas, debido a que forman parte del sistema bajo estudio o cumplen con los requisitos que necesitamos:

- Antenas lineales [21]: Antenas formadas por hilos conductores. Dependiendo de la forma del hilo, existen diferentes diseños como son el dipolo (hilo recto), en forma de bucle (circular o cuadrado) o en forma de hélice.



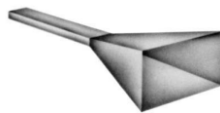
**Figura 2-5. Antena de hilo [22].**

- Antenas impresas o Microstrip [22]: Antenas de parche. Antenas implementadas sobre sustrato impreso. Fiables hasta una frecuencia de 60 GHz. Son bastante utilizadas debido a sus características:
  - o Antenas fabricadas sobre tecnología de circuito impreso. Espesor común entre  $0.005 \lambda_0$  y  $0.2 \lambda_0$ .
  - o Sustratos usados con constante dieléctrica entre  $1 \leq \epsilon_r \leq 12$ .
  - o Antenas planas de bajo perfil, bajo coste, pero de banda estrecha y con limitación de potencia.



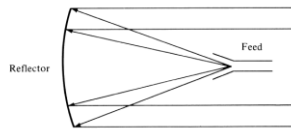
**Figura 2-6. Antena cuadrada impresa [22].**

- Antenas de apertura [21]:
  - o Bocinas y ranura: Tienen una alta ganancia, gran ancho de banda.



**Figura 2-7. Antena de apertura piramidal [22].**

- o Reflectores [22]: Utilizados para la comunicación a grandes distancias. Suelen ser de grandes dimensiones para lograr una alta ganancia, necesaria para transmitir o recibir señales desde lugares alejados. Se usan en comunicaciones por satélite y enlaces punto a punto.

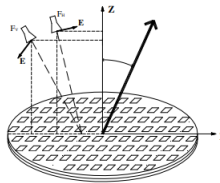


**Figura 2-8. Reflector parabólico con alimentación frontal [22].**

- Reflectarray [23]: Combinan las características de las agrupaciones de antenas impresas (arrays planos) y los reflectores. Formado por un alimentador primario (antena de bocina) y una superficie reflectora formada por antenas Microstrip.

Entre sus ventajas estarían su bajo peso y volumen, su facilidad de fabricación, bajo coste y la posibilidad de integración con los paneles solares.

Entre sus inconvenientes estarían que el array ocuparía un volumen mayor que un array convencional, que el elemento radiante tiene poco ancho de banda y que el conjunto está limitado en potencia.



**Figura 2-9. Reflectarray alimentado con dos antenas [24].**



## 3 Diseño

En este apartado, se desarrolla el estudio y diseño del elemento radiante. En la figura 3.1, se muestra la metodología que se va a seguir para alcanzar el diseño final propuesto.

En el apartado 4, nos centramos en el diseño de la alimentación del elemento radiante.

Para simular todos los diseños de este apartado, se utiliza el programa CST.

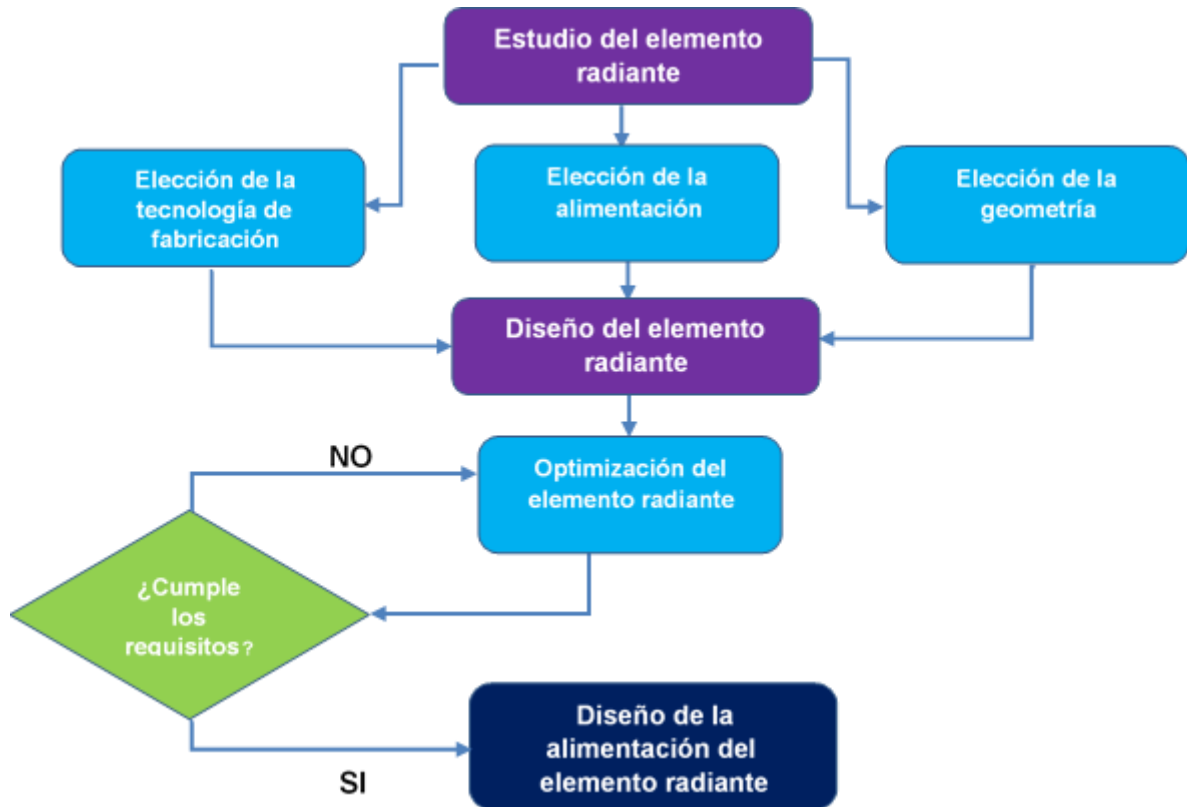


Figura 3-1. Metodología para el diseño del elemento radiante.

### 3.1 Definición del elemento básico de la antena

En este punto, se describe el diseño del elemento unitario, que es la base de este trabajo. En primer lugar, se elige la tecnología de fabricación del elemento radiante. A continuación, se muestra los diferentes tipos de alimentación que vamos a utilizar y, por último, se elegirá la geometría del parche. Para el diseño de la geometría del parche, se estudiará el parche rectangular, circular y cuadrado para elegir el más adecuado a las especificaciones buscadas. Una vez elegidos, se diseñará y optimizará el elemento radiante para conseguir los resultados deseados. Para las especificaciones que debemos cumplir, nos basaremos en lo expuesto en el apartado 2.1.4.

#### 3.1.1 Tecnología de fabricación del elemento radiante.

Entre todas las tecnologías vistas en el apartado 2.2.2, se ha elegido la antena impresa, puesto que presenta varias ventajas respecto a las demás tecnologías [25]:

- Menor coste y fabricación más fácil.
- Tiene una buena adaptación con la red de alimentación.
- Se puede adaptar a cualquier superficie plana o conformada.

El mayor inconveniente que tiene es su poco ancho de banda, este está principalmente limitado por la respuesta del elemento unitario y la tecnología de la red de alimentación y componentes. Se ha descartado antenas lineales y de apertura puesto que son más voluminosas y pesadas que las antenas impresas.

### **3.1.2 Alimentación del elemento radiante.**

En este apartado hemos considerado diferentes aspectos que tenemos que tener en cuenta para alimentar el elemento radiante:

a) Alimentación de la antena Microstrip:

Para alimentar la antena a diseñar, hemos optado por alimentar el parche por acoplo por ranura. Esto es debido a que podemos obtener un mayor ancho de banda respecto a las demás formas de alimentación. En el anexo C se describen diferentes maneras de alimentar una antena Microstrip.

b) Tecnología de las líneas de transmisión:

Para alimentar la apertura del elemento radiante, se ha elegido líneas Stripline. De esta manera, el diseño final estará compuesto por un elemento multicapa, donde las diferentes redes de alimentación para las diferentes frecuencias quedan integradas entre las diferentes capas. Entre sus ventajas cabe destacar las siguientes [22]:

- Minimiza la radiación posterior.
- Mayor ancho de banda que la línea Microstrip.
- El diseño final ocupa menor volumen que la alimentación con líneas Microstrip.

Entre las desventajas de la línea Stripline cabe destacar las siguientes [22]:

- Peor aislamiento entre las líneas adyacentes.
- Más difíciles de fabricar que las líneas Microstrip.
- Tienen un coste superior que las líneas Microstrip.

En el anexo F se detallan las geometrías de las líneas Microstrip y Stripline.

c) Alimentación según polarización del elemento radiante [21]:

Entre las diferentes maneras de alimentación según polarización, hemos elegido la polarización circular. El motivo principal para esta elección sería minimizar las pérdidas por desalineación entre la antena receptora y transmisora que tendríamos si lo alimentásemos con polarización lineal. En el anexo B se describe diferentes tipos de polarización.

Entre los diferentes diseños para llevar a cabo la alimentación según polarización circular, se diseñará un Branch-line por cada una de las 2 frecuencias de diseño. En el anexo E se muestra en detalle el diseño y especificaciones que debe cumplir un Branch-line. En el apartado 4 se muestra el diseño de los dos Branch-line que vamos a utilizar en TFG junto con los resultados obtenidos.

### 3.1.3 Geometría inicial del elemento radiante.

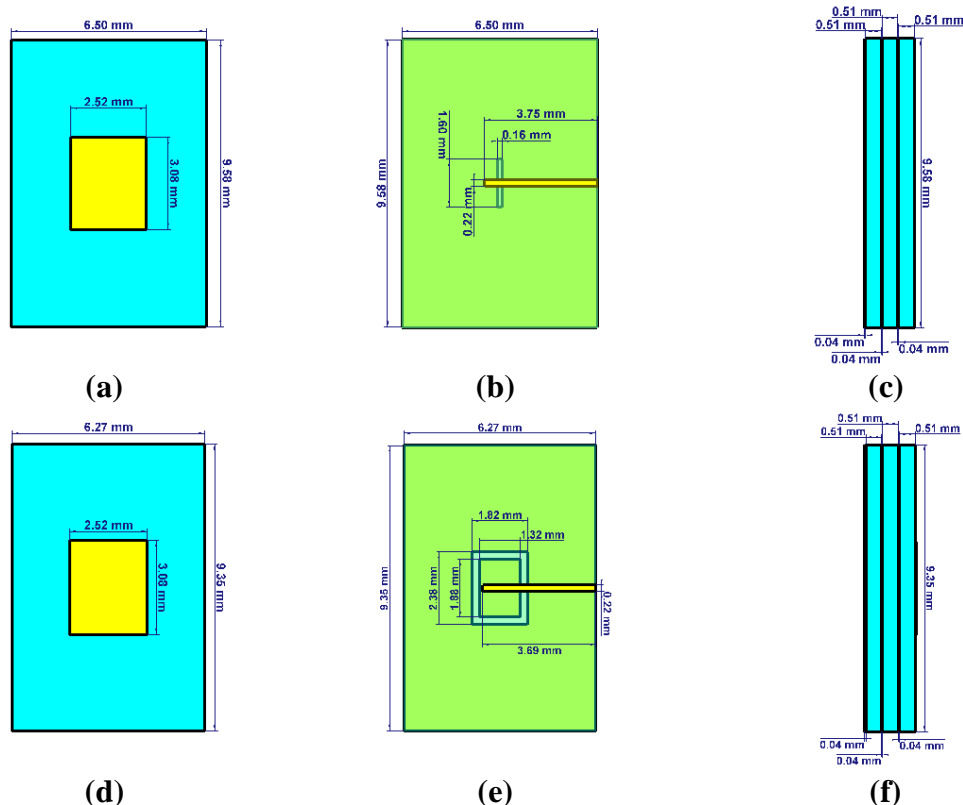
Como se comentó en el apartado 3.1, para elegir la geometría del elemento radiante, se comparan entre sí diferentes diseños. En primer lugar, se analizan el parche rectangular y el circular fabricados en tecnología Microstrip. En este apartado se analizan ambos comparativamente. Ambos diseños se alimentaron por acoplo por ranura, ya que hemos elegido esta forma de alimentación para nuestro diseño final según se comentó en el apartado 3.1.2. Para elegir la geometría de la ranura, se estudiaron diferentes diseños. Estas ranuras fueron alimentadas con una línea Stripline ya que hemos elegido esta tecnología de fabricación para las líneas de transmisión según se vio en el apartado 3.1.2. Para la comparación entre los diferentes diseños, se trabajó inicialmente a una frecuencia de 34 GHz (frecuencia de recepción). Para el cálculo de las dimensiones del parche rectangular y circular, se usó la formulación del anexo D. A continuación, se muestran los diseños estudiados y los mejores resultados de cada uno.

- Parche rectangular alimentado por acoplo por ranura.

Se empezó el estudio con una geometría rectangular para el parche. Se alimentó el parche por acoplo por ranura (apertura), con dos formas diferentes para la ranura, una ranura simple y otra en forma rectangular.

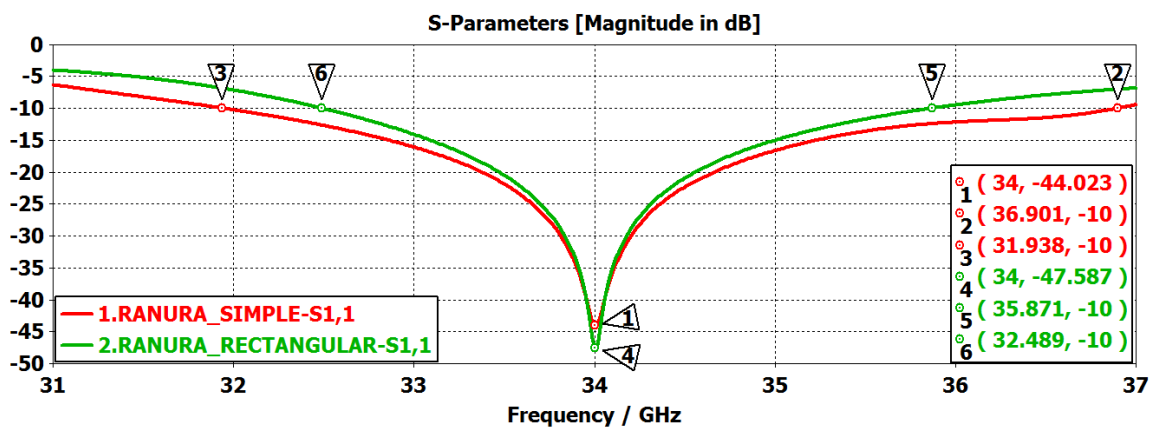
Al variar el diseño de la apertura, se puede suponer que los resultados finales de los diseños no serán iguales. La forma, el tamaño y la posición de la apertura hacen que cambie la relación entre la línea de transmisión y el parche [26, 27]. Para el diseño inicial de la apertura, se tomó como referencia que la anchura debería ser aproximadamente una décima parte de la longitud de la apertura [28]. En el diseño del parche alimentado por acoplo con apertura simple, el largo del parche nos permite sintonizar la frecuencia de trabajo, mientras que, en el diseño con apertura rectangular, cambia la relación y es el ancho el que nos permite sintonizar el diseño a la frecuencia de trabajo. Respecto a las dimensiones de la pista que alimenta al parche, en ambos casos, la longitud nos permite sintonizar el diseño a la frecuencia de trabajo, mientras que la anchura permite variar la impedancia de entrada. Como se observa en la figura 3.2, no se ha modificado las dimensiones del parche entre ambos diseños, sin embargo, para obtener el mejor resultado, hemos variado la longitud de la pista. En el primer diseño la pista es más larga que en el segundo, con lo que también se varían las dimensiones de los sustratos para ajustar el diseño. Como se observa, el ancho de la pista no se ha cambiado entre los dos diseños, puesto que como se ha comentado, esta dimensión solo nos varía la impedancia de la pista, parámetro que no queremos cambiar entre ambos diseños.

En la figura 3.2, se muestra las dimensiones de los elementos (parche, pista, apertura, sustratos y plano de masa) de ambos diseños con el que se ha obtenido el mejor resultado.



**Figura 3-2. Dimensiones del parche, pista, ranura, sustratos y plano de masa del parche rectangular alimentado por acoplo con ranura simple (a, b y c) y del parche rectangular alimentado por acoplo con ranura rectangular (d, e y f).**

Los parámetros  $S$  sirven para caracterizar los dispositivos de microondas. Relacionan las amplitudes de las ondas de potencia entrante y saliente de un circuito. En el anexo A, se explica con más detalle sus características. En la figura 3-3 se muestra el mejor resultado del parámetro  $S_{11}$  (reflexión en la puerta de entrada de señal) de ambos diseños. Como se observa, se consigue un mayor ancho de banda en el diseño del parche rectangular alimentado por ranura simple y aunque se ha conseguido una mejor resonancia en el diseño del parche alimentado por ranura rectangular, la resonancia en el primer diseño se puede considerar que cumple con las especificaciones para obtener un buen resultado final.



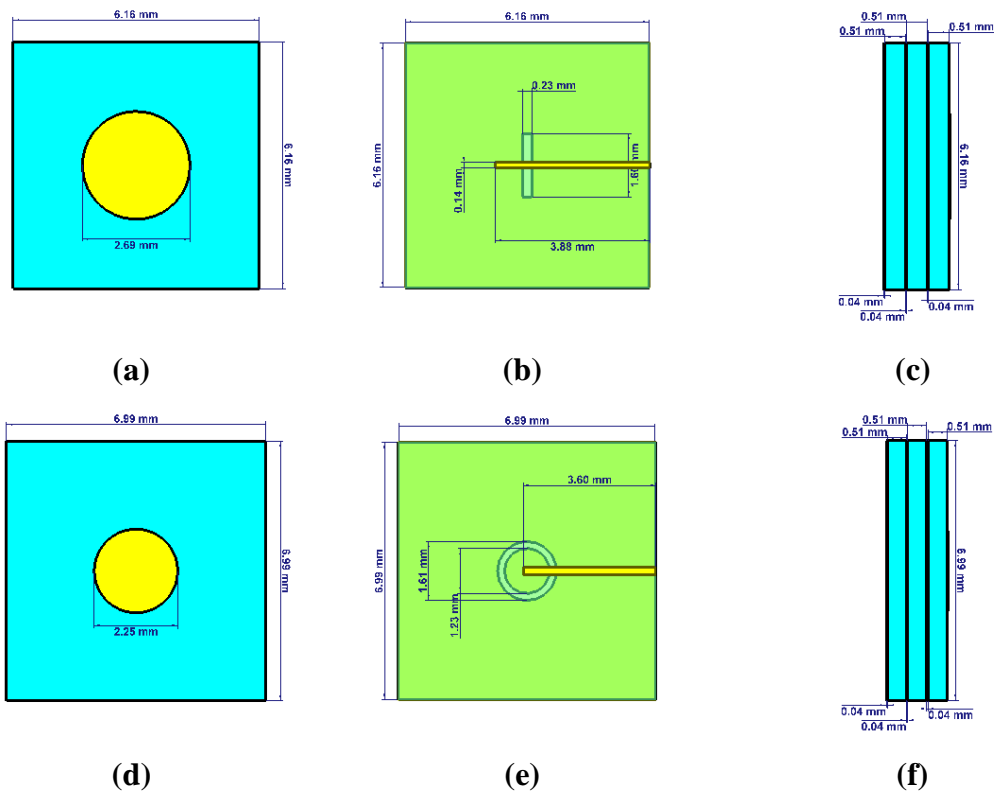
**Figura 3-3. Adaptación del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura simple (1) y ranura rectangular (2).**

- Parche circular alimentado por acoplo.

A continuación se estudió el parche circular. Como en el anterior caso, se alimentó el parche por ranura por acoplo con dos geometrías diferentes para la ranura, una con apertura simple y otra en forma circular.

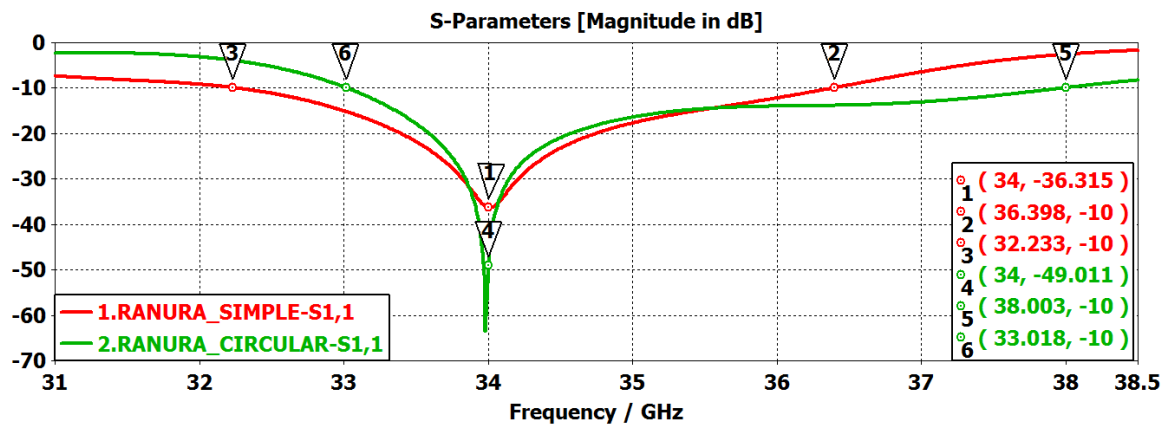
Como en el caso anterior, la dimensión del diámetro del parche nos permite sintonizar el diseño a la frecuencia de trabajo. Cuanto más grande, trabajaremos a una frecuencia menor. La longitud de la pista también nos permite sintonizar la frecuencia, cuanto mayor longitud tenga, el diseño trabajará a una frecuencia menor. Esto ocurre en los dos diseños. En cuanto a la geometría de la apertura, el ancho de la apertura nos permite ajustar la resonancia, cuanto más estrecha, más resuena. La posición de la apertura varía entre los dos diseños, mientras que en el diseño de la apertura simple nos hace variar un poco la frecuencia de trabajo, en la apertura circular la posición hace desplazar la frecuencia de trabajo considerablemente.

En la figura 3-4 se muestran las dimensiones (parche, pista, apertura y sustratos) con el que se ha obtenido el mejor resultado para cada diseño.



**Figura 3-4. Dimensiones del parche, pista, ranura, sustratos y plano de masa del parche circular alimentado por acoplo con ranura simple (a, b y c) y del parche circular alimentado por acoplo con ranura circular (d, e y f).**

En la figura 3-5 se muestran el mejor resultado obtenido del parámetro  $S_{11}$  de ambos diseños. En este caso, se ha conseguido un mayor ancho de banda y una mejor resonancia en el diseño del parche alimentado con ranura circular.



**Figura 3-5. Adaptación del parche circular alimentado por acoplo por ranura simple (1) y ranura circular (2).**

Una vez visto los resultados de los cuatro diseños, en la tabla 4 se muestra el mejor resultado para cada diseño. Como se ve, todos los elementos estudiados cumplen con las especificaciones de diseño que se han determinado en el apartado 2.1.4.

**Tabla 4. Resultados de los diseños para la elección del elemento unitario.**

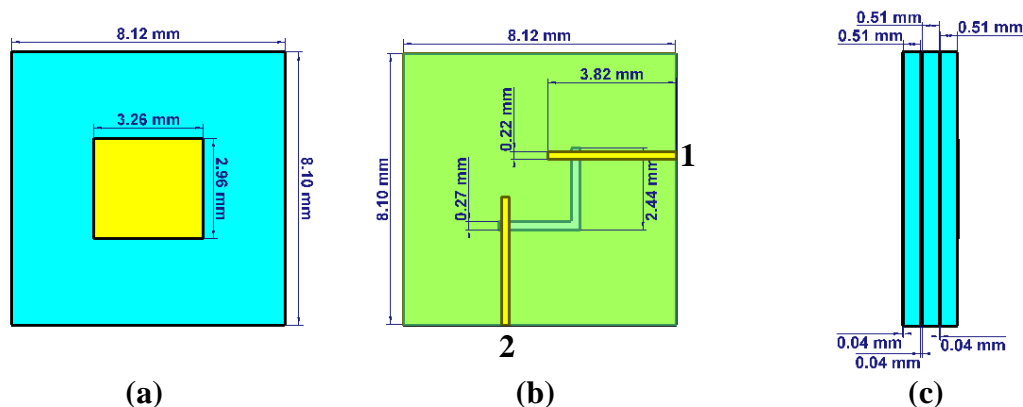
Diseño	f1 a -10 dB (GHz)	f2 a -10 dB (GHz)	fcentral (GHz)	Ancho de banda %	Ancho de banda (GHz)
Parche rectangular alimentado con línea Stripline apertura simple	36,901	31,938	34	14,45	4,96
Parche rectangular alimentado con línea Stripline apertura rectangular	35,871	32,489	34	9,90	3,38
Parche circular alimentado con línea Stripline apertura simple	36,398	33,233	34	9,10	3,16
Parche circular alimentado con línea Stripline apertura circular	38,003	33,018	34	14,07	4,98

De acuerdo con la metodología de diseño seleccionada, una vez analizado y comparado los resultados de los diseños anteriores, hemos decidido elegir el parche rectangular como candidato para el elemento radiante. Entre otros motivos se encontraría su facilidad de diseño. El parche rectangular tiene dos parámetros para variar, el ancho y el largo, mientras que el parche circular solo tiene uno, el diámetro. De esta manera, el parche circular tiene menos grados de libertad de diseño que el parche rectangular y por lo tanto nos limita los parámetros a variar para conseguir el mejor resultado. Otro punto a tener en cuenta es que con un parche rectangular podríamos conseguir un mayor ancho de banda que si utilizáramos un parche circular.

Una vez elegido la geometría del elemento radiante, en el apartado 3.2.1 se comentó que para el diseño final, se iba a alimentar el elemento radiante según polarización circular mediante un Branch-line. Para utilizar el Branch-line en nuestro diseño, es necesario alimentar el elemento radiante con dos pistas para unirlo posteriormente al Branch-line. Por este motivo, al diseño del parche rectangular, se le añade una pista para cumplir con la especificación del diseño final. En este punto, se propone un tercer diseño para la geometría de la apertura, modificando la apertura simple/rectangular por una apertura en “L”. Con este diseño se pretende mejorar los siguientes aspectos:

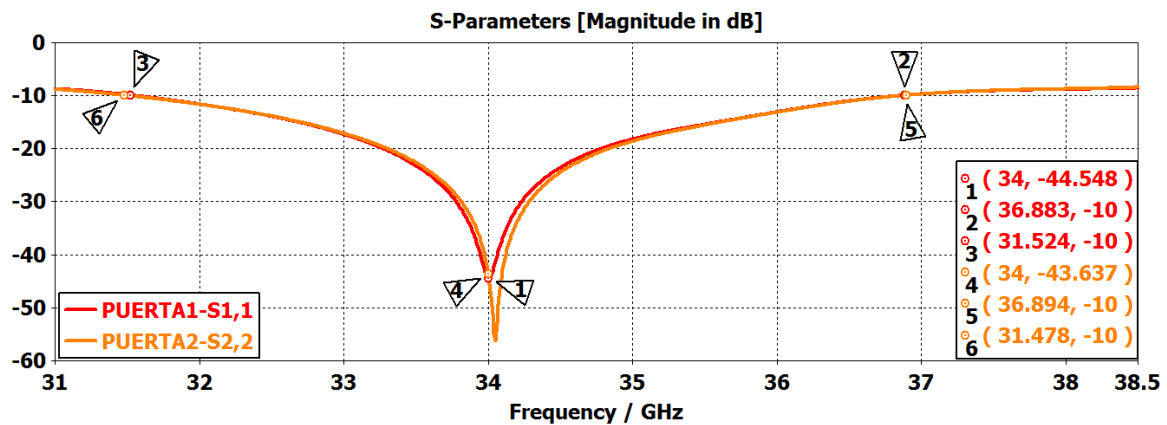
- Facilitar con respecto al diseño con la apertura simple, el ajuste de la posición de la apertura respecto al parche y a las pistas para conseguir el resultado más óptimo.
- Disminuir con respecto al diseño con la apertura rectangular, las perdidas por acoplo entre las pistas que trabajan a diferentes frecuencias, ya que, en el diseño final, utilizaremos 4 pistas para alimentar el parche.

En la figura 3-6 se muestra las dimensiones (parche, pista, apertura y sustratos) del diseño del parche rectangular alimentado con dos pistas Stripline con el que se han obtenido el mejor resultado.



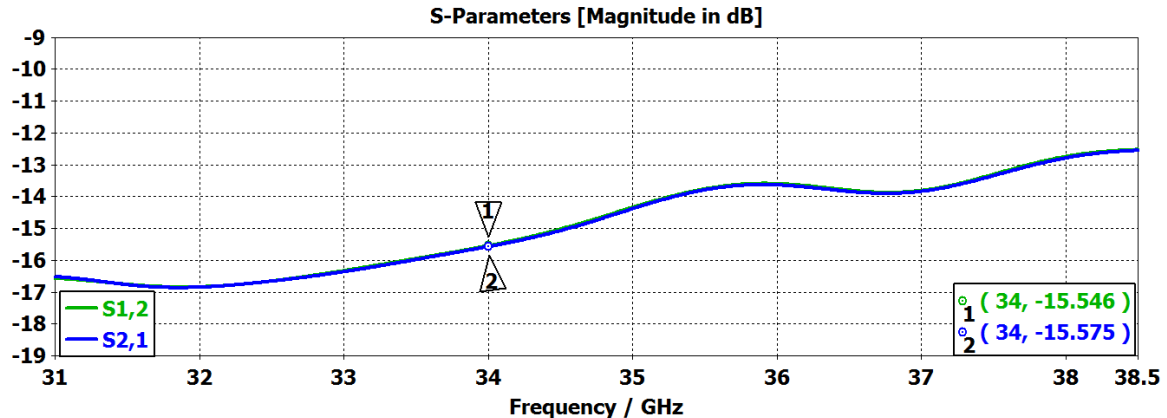
**Figura 3-6. Dimensiones del parche (a), pistas y ranura (b) y anchos de sustratos y planos de masa (c) del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura en “L” con líneas Stripline.**

Con las modificaciones que se han realizado en el diseño del parche rectangular, se puede esperar que el resultado anterior varíe. En la figura 3-7 vemos que hemos conseguido aumentar el ancho de banda y mejorar la resonancia respecto al parche con apertura simple en el parámetro  $S_{11}$ , que fue el mejor resultado obtenido. Sin embargo, como se observa, el parámetro  $S_{11}$  y  $S_{22}$  o lo que es lo mismo, la reflexión en la puerta 1 y 2 son diferentes. Esto puede ser debido a que el parche es rectangular y se produce una falta de simetría en el diseño, lo que hace que estos dos parámetros sean diferentes entre sí.



**Figura 3-7. Reflexión de las puertas 1 ( $S_{11}$ ) y 2 ( $S_{22}$ ) del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura en “L”.**

Un factor importante a tener en cuenta, es que, al añadir una pista a nuestro diseño, se puede producir una transmisión no deseada de señal entre las puertas entrantes a las pistas (“acoplo”). Esto se traduce en pérdida de señal, ya que esta señal que se transmite entre las puertas no se entrega al elemento radiante. En la figura 3-8 se muestra la transmisión de señal entre las puertas de entrada, el parámetro  $S_{1,2}$  potencia que entrega la puerta 2 a la puerta 1 y el parámetro  $S_{2,1}$ , potencia que entrega la puerta 1 a la puerta 2. En este caso, está por debajo de -15 dB, aunque como se aprecia, no se transmite la misma potencia de una puerta a otra. Como se ha dicho anteriormente, esto puede ser debido a la geometría rectangular del parche.



**Figura 3-8. Acoplamiento entre puerta 1 ( $S_{21}$ ) y 2 ( $S_{12}$ ) del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura en “L”.**

A modo de resumen, en la tabla 5 se muestran los resultados obtenidos en los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  para el diseño del parche rectangular alimentado con dos pistas Stripline con ranura en “L”.



**Tabla 5. Resultados del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura en “L” con dos líneas Stripline a 34 GHz.**

Diseño	Parámetro S	f1 a -10 dB (GHz)	f2 a -10 dB (GHz)	fcentral (GHz)	Ancho de banda %	Ancho de banda (GHz)
Parche rectangular alimentado con línea Stripline apertura en L	$S_{11}$	36,88	31,52	34	15,71	5,35
	$S_{22}$	36,89	31,47	34	15,89	5,41

Como se ha visto en los resultados del diseño del parche rectangular alimentado por acoplo por ranura en “L” con dos pistas Stripline, no cumplimos con las especificaciones deseadas, ya que para alimentar el parche según polarización circular la reflexión en las puertas 1 y 2 deben ser iguales. Si no fueran iguales, al alimentar el parche con el Branch-line, la señal entrante no llegaría con la potencia y desfase con el que hemos diseñado el Branch-line a los extremos de las pistas.

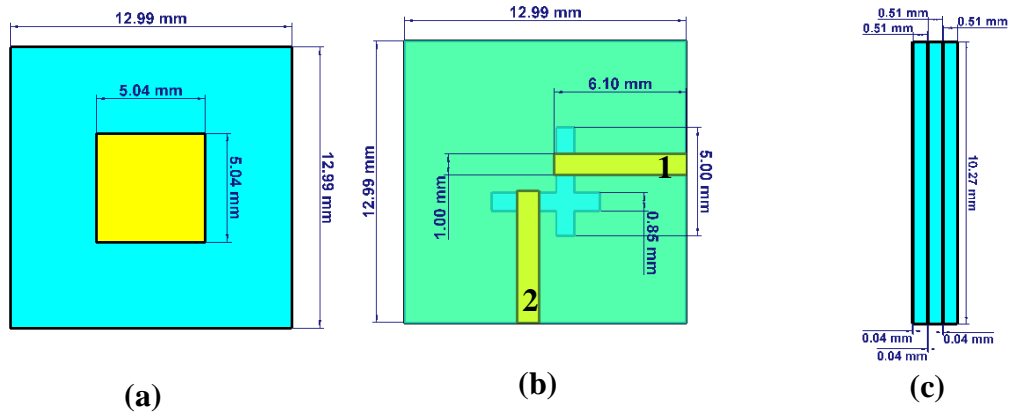
Para evitar el problema expuesto en el párrafo anterior, se propone el diseño de un parche cuadrado. De esta manera alimentamos el parche en puntos similares y así se podría garantizar que la reflexión y el acoplo en las puertas 1 y 2 sea la misma.

### 3.2 Descripción del diseño final del elemento radiante.

Por las razones anteriormente discutidas, el siguiente paso es diseñar un parche cuadrado para asegurarnos la simetría del diseño. De esta forma podríamos alimentar el parche según polarización circular con los Branch-line repartiendo la misma señal a las pistas que alimentan al parche con un desfase entre los vectores de entrada de 90°.

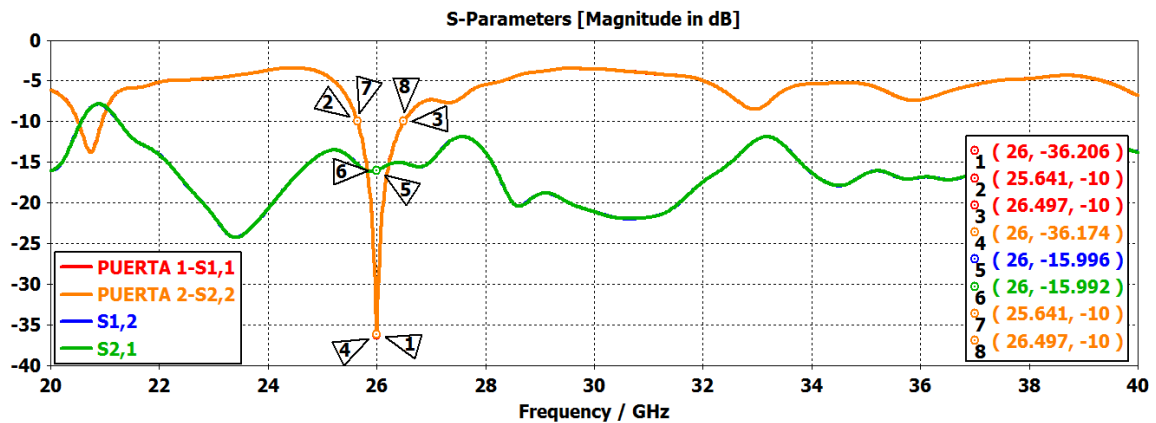
Para el elemento final, se empieza el diseño con un parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura, con dos líneas Stripline que trabajen a 26 GHz (frecuencia de transmisión, Tx) alimentadas por ranura simple. Esto es debido a que los componentes de la frecuencia menor tienen una dimensión mayor que los componentes de la frecuencia mayor. Entre estos componentes estarían las pistas que alimentan al parche a través de la ranura, a 26 GHz tienen una mayor longitud que las pistas que alimentan al parche a 34 GHz y, por lo tanto, necesitamos primero ajustar nuestro diseño al tamaño mayor de las pistas.

En la figura 3-9, se muestran las dimensiones del diseño del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura alimentado con líneas Stripline (1-2) con el que se ha conseguido el mejor resultado.



**Figura 3-9. Dimensiones del parche (a), pistas y ranura (b) y anchos de sustratos y planos de masa (c) del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura.**

Como se indicó anteriormente, al diseñar el parche con una geometría cuadrada, se pretendía como objetivos que las puertas 1 y 2 tuvieran la misma reflexión ( $S_{11}=S_{22}$ ) y que la transmisión entre las puertas 1 y 2 fuese la misma ( $S_{21}=S_{12}$ ). De esta manera conseguiríamos que la señal que entregásemos a las pistas 1 y 2 mediante el Branch-line fuese la misma para ambas. En la figura 3-10 se observa que se han conseguido los resultados deseados.



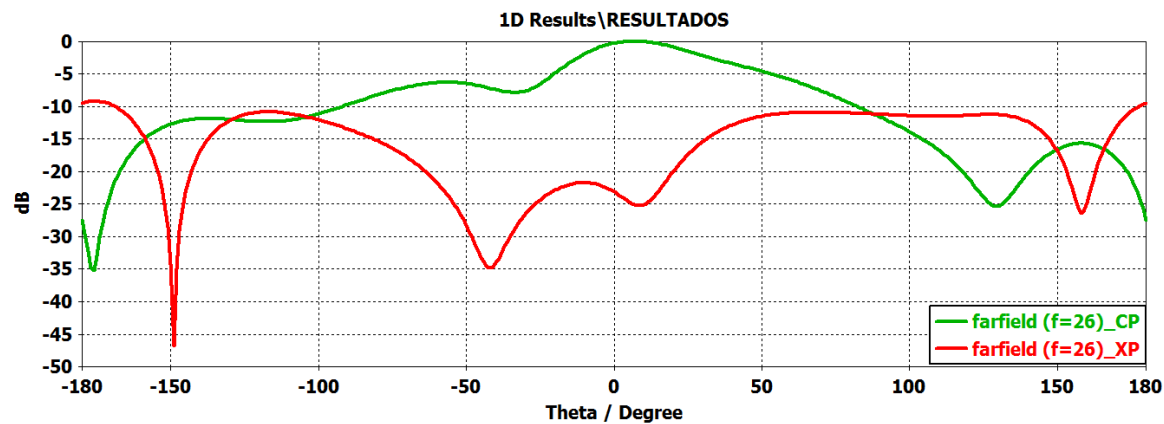
**Figura 3-10. Reflexión en las puertas 1 ( $S_{11}$ ) y 2 ( $S_{22}$ ) y acoplamiento entre puerta 1 ( $S_{21}$ ) y 2 ( $S_{12}$ ) del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura.**

A modo de resumen, en la tabla 6, se muestra los resultados del diseño del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura a 26 GHz. Aunque los objetivos de la reflexión se han conseguido, se observa que el ancho de banda es muy pequeño, aunque está dentro del valor mínimo que nos habíamos fijado (500 MHz).

**Tabla 6. Resultados del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura con dos líneas Stripline a 26 GHz.**

Diseño	Parámetro S	f1 a -10 dB (GHz)	f2 a -10 dB (GHz)	fcentral (GHz)	Ancho de banda %	Ancho de banda (GHz)
Parche cuadrado alimentado con línea Stripline apertura en L	$S_{11}$	26,497	25,641	26	3,28	0,856
	$S_{22}$	26,497	25,641	26	3,28	0,856

En la figura 3-11 se muestra la componente co-polar y contra-polar del elemento radiante normalizado a su máximo valor y representado en escala logarítmica. En nuestro diseño se ha alimentado el parche según polarización circular a derechas.



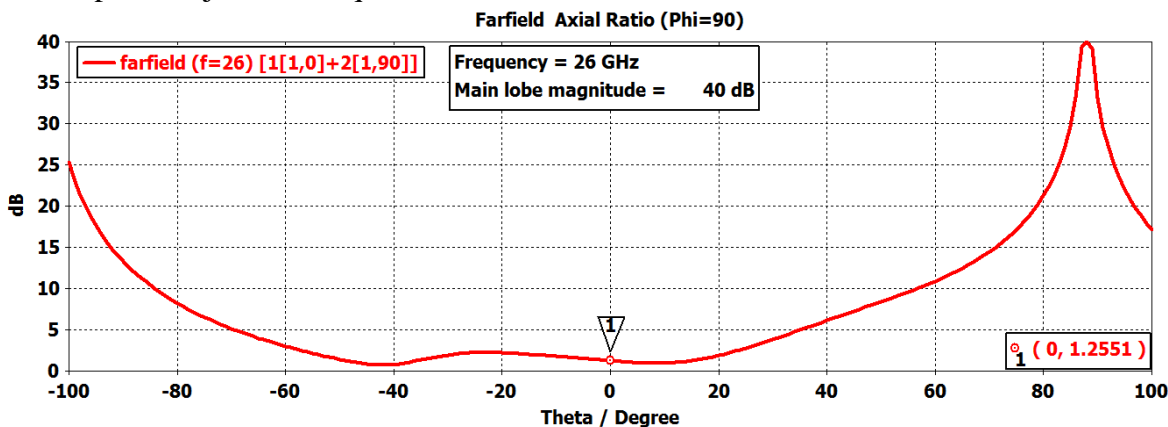
**Figura 3-11. Componentes Co-polar y Contra-polar del parche cuadrado alimentado según polarización circular con  $\Phi=90$ .**

En la tabla 7, se muestran los valores sin normalizar de ambas componentes. Según se puede observar, se ha conseguido superar los 5 dBi que nos habíamos fijado en los objetivos iniciales teniendo la componente contra-polar (señal no deseada) un valor bajo. Respecto al ancho de haz, no se ha conseguido el valor deseado.

**Tabla 7. Valores sin normalizar del parche cuadrado alimentado según polarización circular.**

Directividad	Frecuencia	Tipo de polarización circular	Ancho de haz
7,34 dBi	26 GHz	derecha	50,3 °
-17,76 dBi	26 GHz	izquierda	-

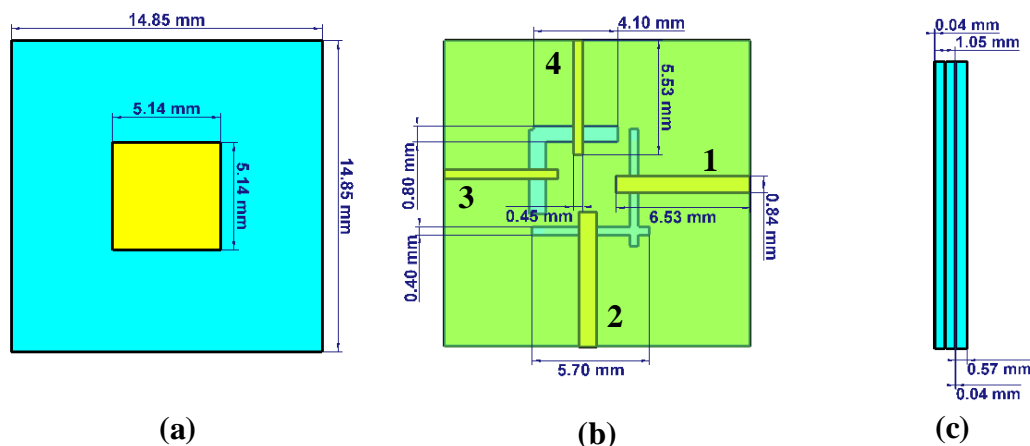
Como se ha comentado en el apartado 3.1.2, queremos alimentar nuestro parche según polarización circular. Para ello, nos tenemos que fijar en la relación axial, que es una relación de amplitudes del vector del campo radiado. Para una polarización circular perfecta, el valor buscado sería 1, como se representa en escala logarítmica, el valor sería 0 dB. En la figura 3-12 se muestra el resultado para este diseño. En este caso, se ha conseguido que el valor a 0° esté por debajo de 4 dB que era el valor buscado.



**Figura 3-12. Relación axial del parche cuadrado alimentado por ranura a 26 GHz.**

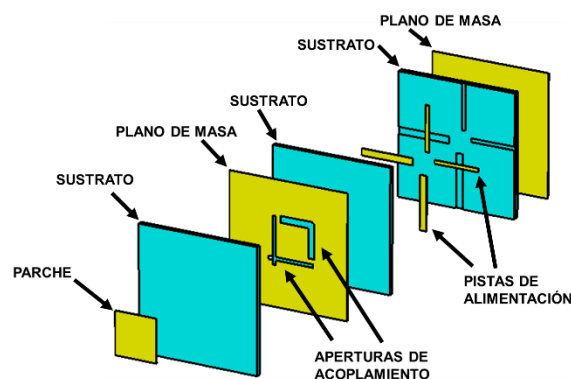
Para completar el diseño del elemento radiante propuesto en este TFG, se añade al parche anterior, otras dos ranuras con dos pistas Stripline para alimentar el parche a 34 GHz (frecuencia de recepción, Rx). En la figura 3-13 se muestra el diseño final del elemento radiante.

Como era de esperar, al añadir nuevos elementos al diseño, ha sido necesario ajustar los valores de los elementos iniciales para cumplir las especificaciones, puesto que estos nuevos elementos nos han variado los resultados anteriores. Como se ve en la figura 3-13, se ha aumentado el tamaño del parche para sintonizar el diseño a las frecuencias de trabajo. La posición y tamaño tanto de la ranura como de las pistas que trabajan a 26 GHz también se han tenido que ajustar, en este caso, la longitud de las pistas (1-2) la hemos aumentado. La longitud de la ranura también la hemos tenido que aumentar, aunque su apertura es más pequeña. La posición de las pistas respecto a las aperturas de las ranuras y del parche es un punto clave para que el elemento unitario trabaje a las dos frecuencias de diseño. La longitud y ancho de la pista es también un valor de diseño, a mayor longitud de pista menor frecuencia de trabajo y a mayor ancho de pista, menor impedancia de la pista. En el caso de las pistas (3-4) que trabajan a 34 GHz la longitud es menor y su posición está más distanciada del centro del parche que las pistas (1-2) que trabajan a 26 GHz. Otro valor modificado ha sido la altura del sustrato superior, en este caso se ha aumentado para aumentar el ancho de banda.



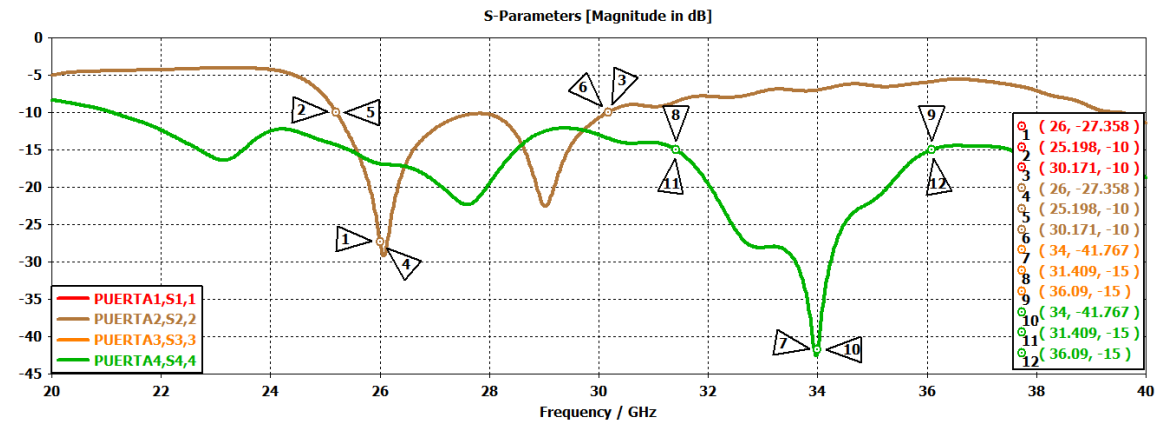
**Figura 3-13. Dimensiones del parche (a), pistas y ranura (b) y anchos de sustratos y planos de masa (c) del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranura con líneas Stripline.**

En la figura 3-14 se muestra todos los elementos utilizados para el diseño final, que como se comentó en el apartado 3.2.1, es un elemento multicapa.



**Figura 3-14. Vista en explosión del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranuras.**

En la figura 3-15, se muestra el mejor resultado obtenido para el diseño del parche cuadrado alimentado a dos frecuencias. En los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , se puede observar que no se obtiene la misma resonancia que en los parámetros  $S_{33}$  y  $S_{44}$  dado que por las limitaciones del elemento radiante y sus prestaciones en conjunto, no se ha podido ajustar dicha resonancia para mejorar su comportamiento en la banda inferior. El ancho de banda cumple con los requisitos que habíamos fijado, aunque es mucho mejor a la frecuencia de recepción (Rx). Esto puede ser debido a que la apertura que alimenta la antenna en Rx es más ancha que la que la alimenta en Tx.



**Figura 3-15. Adaptación de las puertas 1 ( $S_{11}$ ), 2 ( $S_{22}$ ), 3 ( $S_{33}$ ) y 4 ( $S_{44}$ ) del parche cuadrado alimentado por acoplo por ranuras.**

En la tabla 8, a modo de resumen, se muestran los valores obtenidos después de la simulación del diseño. Para calcular el ancho de banda en la frecuencia de 34 GHz, se ha tomado el valor por debajo de -15 dB puesto que a -10 dB pasa el rango de 20 a 40 GHz.

**Tabla 8. Resultados del parche cuadrado alimentado por ranura por acoplo con frecuencias de trabajo a 26 y 34 GHz.**

Diseño	Parámetro S	f1 a -10 dB (GHz)	f2 a -10 dB (GHz)	fcentral (GHz)	Ancho de banda %	Ancho de banda (GHz)
Parche cuadrado alimentado con línea Stripline apertura en L	$S_{11}$	30,17	25,19	26	18,06	4,98
	$S_{22}$	30,17	25,19	26	18,06	4,98
	$S_{33}$	36,09	31,40	34	13,93	4,69
	$S_{44}$	36,09	31,40	34	13,93	4,69

Como se comentó anteriormente, un factor a tener en cuenta es la transmisión no deseada de señal entre las puertas adyacentes (“acoplo”). En las figuras 3-16, 3-17, 3-18 y 3-19 se muestran el acoplo entre las diferentes puertas. Como se puede observar en las figuras, el peor resultado a 26 GHz, se da entre las pistas de diferentes frecuencias, en los parámetros  $S_{4,1}$  y  $S_{3,2}$ . A 34 GHz, el peor resultado se obtiene entre las pistas de la misma frecuencia, en los parámetros  $S_{4,3}$  y  $S_{3,4}$ . La diferencia entre las aperturas que alimenta al parche en ambas

frecuencias, es uno de los motivos de la diferencia de transmisión. Otro sería la posición y tamaño de pistas.

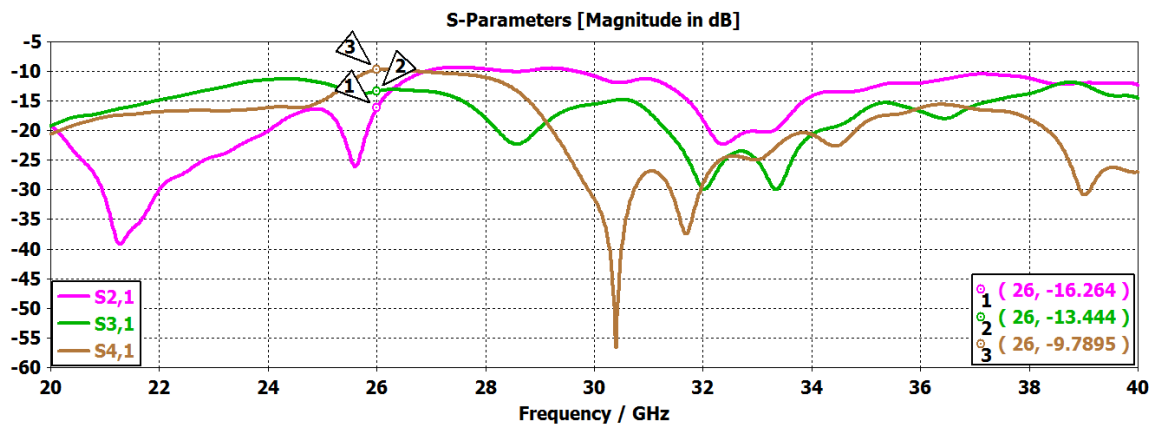


Figura 3-16. Potencia que entrega la puerta 1 a las puertas 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) y 4 ( $S_{41}$ ).

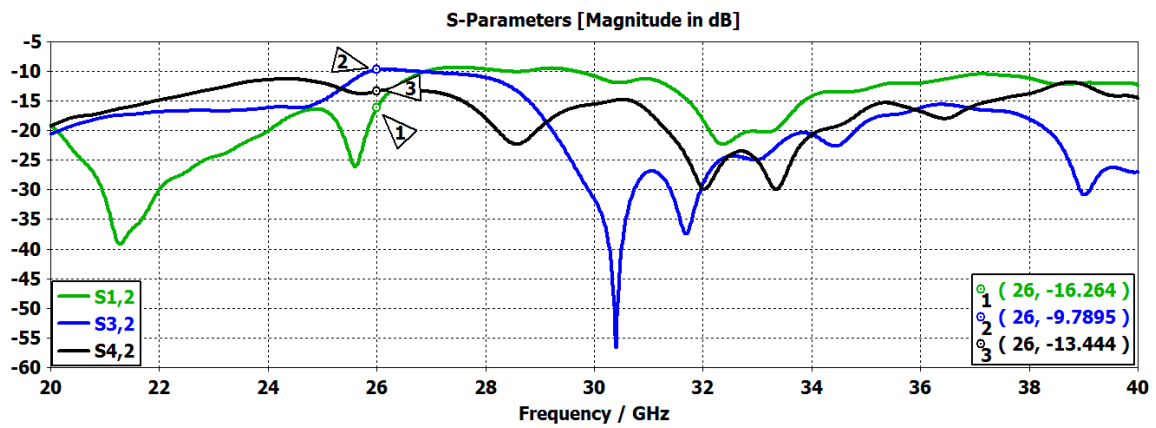


Figura 3-17. Potencia que entrega la puerta 2 a las puertas 1 ( $S_{12}$ ), 3 ( $S_{32}$ ) y 4 ( $S_{42}$ ).

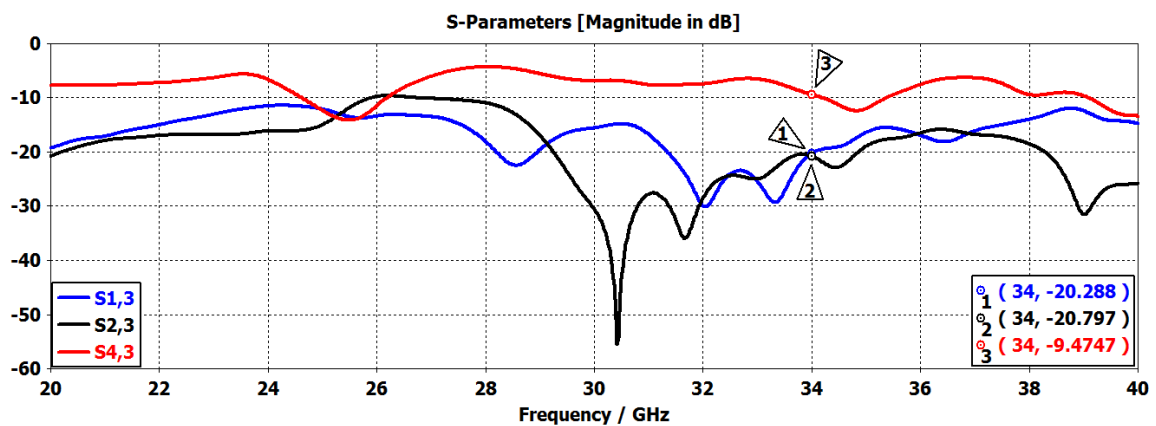
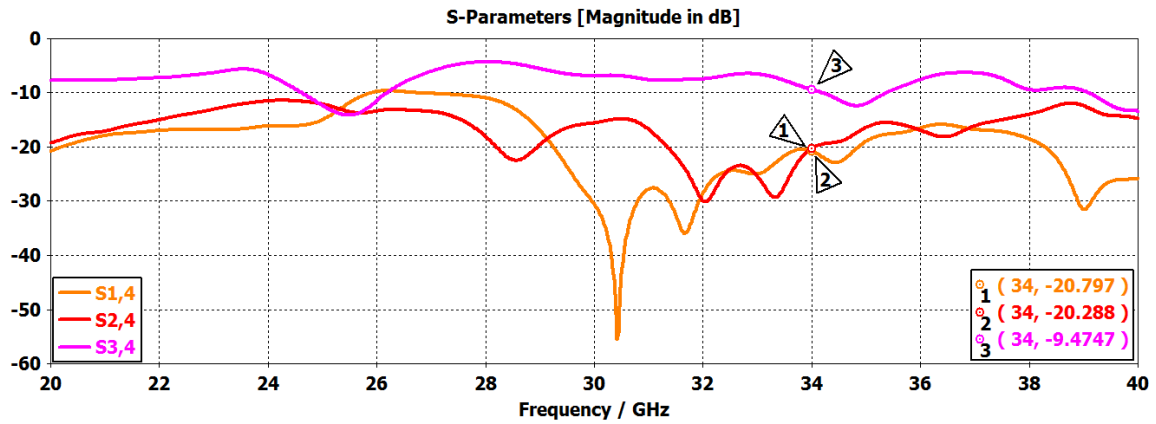
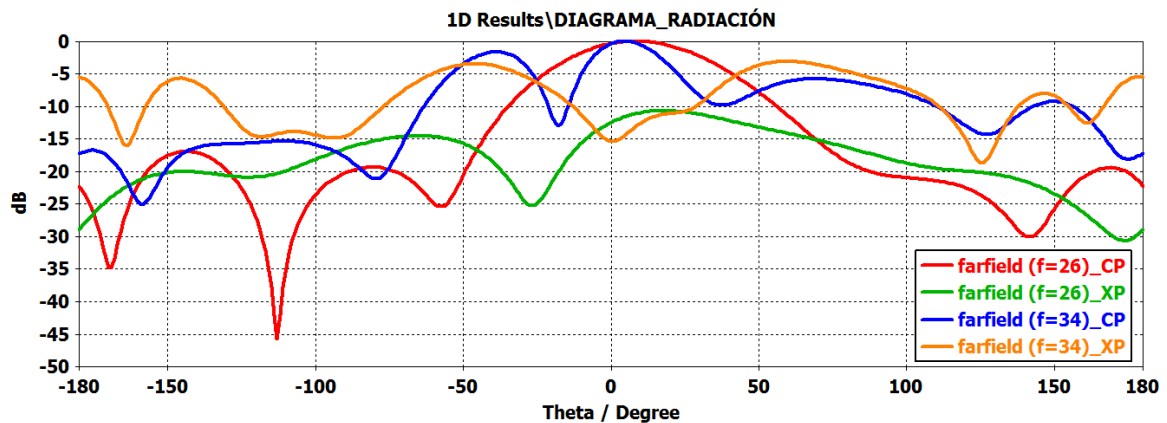


Figura 3-18. Potencia que entrega la puerta 3 a las puertas 1 ( $S_{13}$ ), 2 ( $S_{23}$ ) y 4 ( $S_{43}$ ).



**Figura 3-19.** Potencia que entrega la puerta 4 a las puertas 1 ( $S_{14}$ ), 2 ( $S_{24}$ ) y 3 ( $S_{34}$ ).

En la figura 3-20 se muestra el diagrama de radiación en ambas frecuencias para  $\Phi = 90^\circ$  y para una polarización circular a derechas. Como se puede observar, a 26 GHz se ha conseguido mejores resultados que a 34 GHz, teniendo en esta última frecuencia una mayor incidencia de la componente contra-polar en el margen visible.



**Figura 3-20.** Componentes Co-polar y Contra-polar del parche cuadrado alimentado según polarización circular con  $\Phi=90^\circ$ .

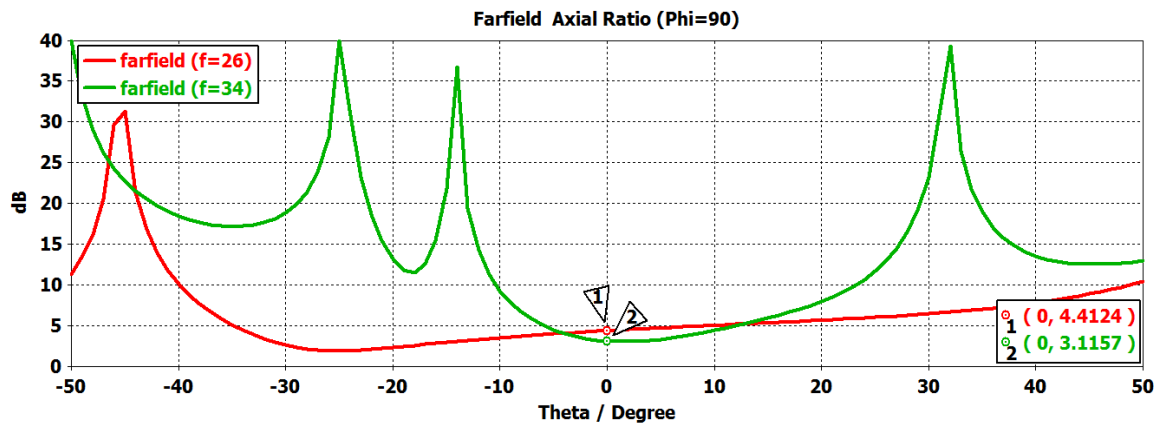
En la tabla 9, se muestran los resultados obtenidos sin normalizar para ambas frecuencias. En ninguna de las dos frecuencias se ha conseguido llegar al valor fijado para el ancho de haz, aunque si se ha conseguido superar los 5 dBi en la directividad.

**Tabla 9.** Valores sin normalizar del parche cuadrado alimentado según polarización circular.

Directividad	Frecuencia	Tipo de polarización circular	Ancho de haz
9,74 dBi	26 GHz	derecha	48,9 °
-1,41 dBi	26 GHz	izquierda	-
5,31dBi	34 GHz	derecha	25,2°
-9,41 dBi	34 GHz	izquierda	-

En la figura 3-21 se muestra la relación axial en ambas frecuencias para  $\Phi = 90^\circ$ .

Aunque en 34 GHz está por debajo del valor buscado, ninguno de los dos resultados se puede dar por bueno ya que no se mantiene constante en un rango amplio de grados.



**Figura 3-21. Relación axial del parche cuadrado alimentado según polarización circular con  $\Phi=90$ .**

En relación al diseño visto en el apartado 3.2, se ha optimizado el resultado respecto a la directividad, sin embargo se ha empeorado la relación axial. Esto puede ser debido a la incidencia de la ranura y las pistas que se han añadido para el elemento final.



## 4 Alimentación

En este apartado, se desarrolla la alimentación del elemento radiante. Como se comentó en el apartado 3.1.2, hemos elegido alimentar nuestro parche según polarización circular. El principal motivo es evitar pérdidas en la transmisión por desacoplo entre las antenas receptora y transmisora. Tomando como referencia la figura 3-13, las pistas 1 y 2 trabajarán a 26 GHz y las pistas 3 y 4 trabajarán a 34 GHz.

### 4.1 Alimentación con Branch line

Un Branch-line es un circuito de 4 puertas, que sirve para repartir la señal que entra por una de ellas (puerta de entrada) a dos de las tres puertas restantes (puerta directa y puerta acoplada), quedando la última puerta aislada (puerta desacoplada). Las señales que llegan a las puertas directa y acoplada, deben tener un desfase de  $90^\circ$  entre ellas [29, 30]. Para el cálculo de los valores iniciales, se utilizó la formulación que aparece en el anexo E con una impedancia de entrada de  $70 \Omega$ . Se utilizó el programa CST para el diseño, ajustando los valores teóricos calculados para cumplir con las especificaciones que deseamos. En la figura 4.1 se muestra un esquema del diseño de un Branch-line.

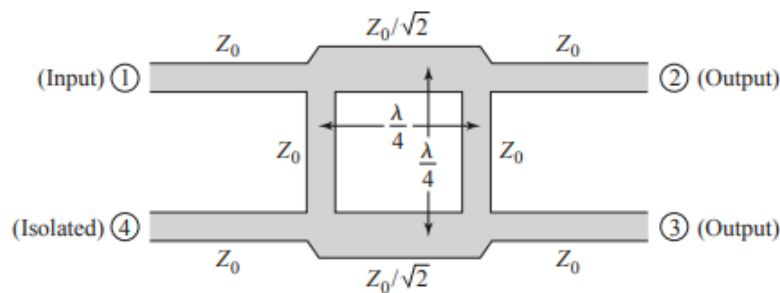


Figura 4-1. Diseño Branch-line [30] .

Para llevar a cabo la alimentación según polarización circular a ambas frecuencias, se propone el diseño de dos Branch-line de un anillo, uno por cada frecuencia de trabajo (TX y RX). Los dos Branch-line tienen que ser diseñados con pistas Stripline para poder integrarse con el elemento radiante y alimentar este según polarización circular, que ocurre con el desfase de  $90^\circ$  entre los vectores de salida del Branch-line.

#### 4.1.1 Branch-line 26 GHz.

En este apartado, se muestra el diseño y los resultados obtenidos del Branch-line a la frecuencia de trabajo de 26 GHz. En la figura 4-2 se muestra las dimensiones del diseño con el que se ha conseguido el mejor resultado.

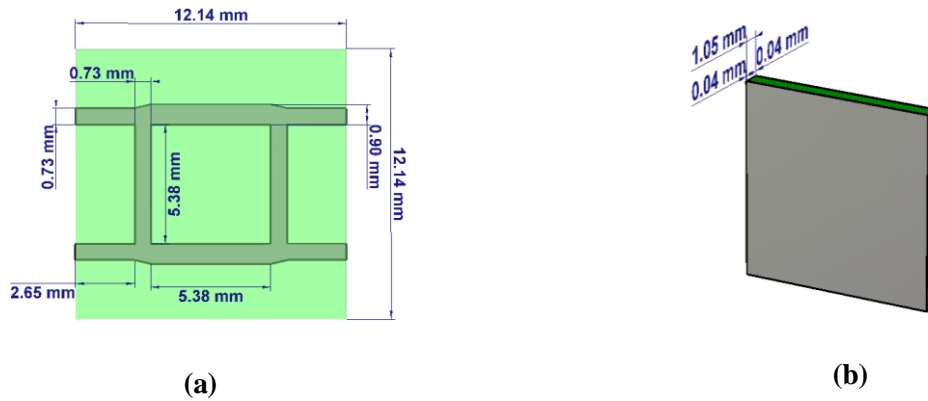


Figura 4-2. Dimensiones (a) y vista oblicua (b) del Branch-line a 26 GHz.

En las figuras 4-3, 4-4 y 4-5 se muestran los resultados obtenidos. De los objetivos marcados, hemos conseguido cumplir con el desfase requerido entre las puertas 2 y 3,  $-270^\circ$  o lo que es lo mismo,  $90^\circ$ . También se puede ver que la potencia transmitida a la puerta 4 (puerta desacoplada) está por debajo de  $-40$  dB, por lo que se puede considerar que es un buen resultado, ya que apenas le transmitimos potencia a esta puerta (0,01 % de la potencia de entrada). En cuanto a la potencia de entrada transmitida, se ha conseguido transmitir el 50 % de potencia a cada una de las otras dos puertas, la 2 y la 3, como era nuestro objetivo inicial.

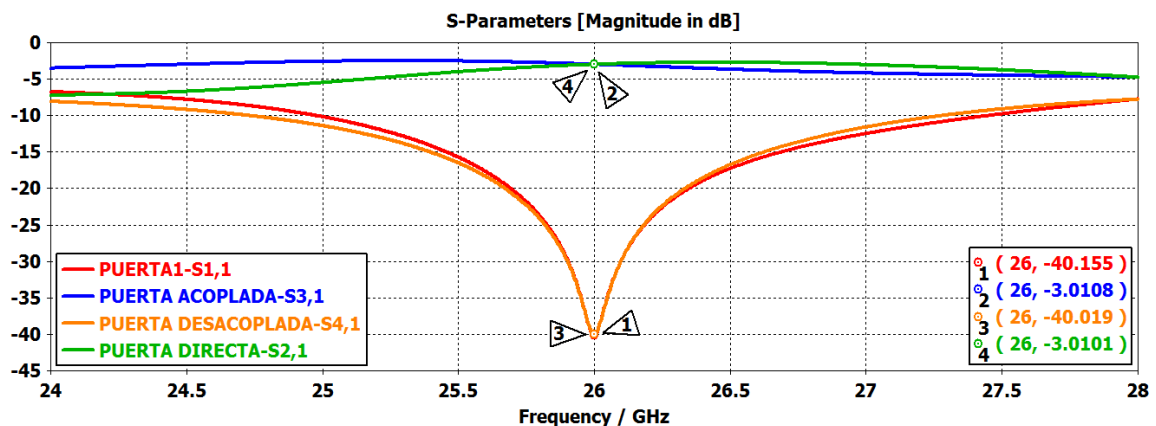


Figura 4-3. Adaptación de la puerta 1 ( $S_{11}$ ) y transmisión de potencia a las puertas 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) y 4 ( $S_{41}$ ) del Branch-line a 26 GHz.

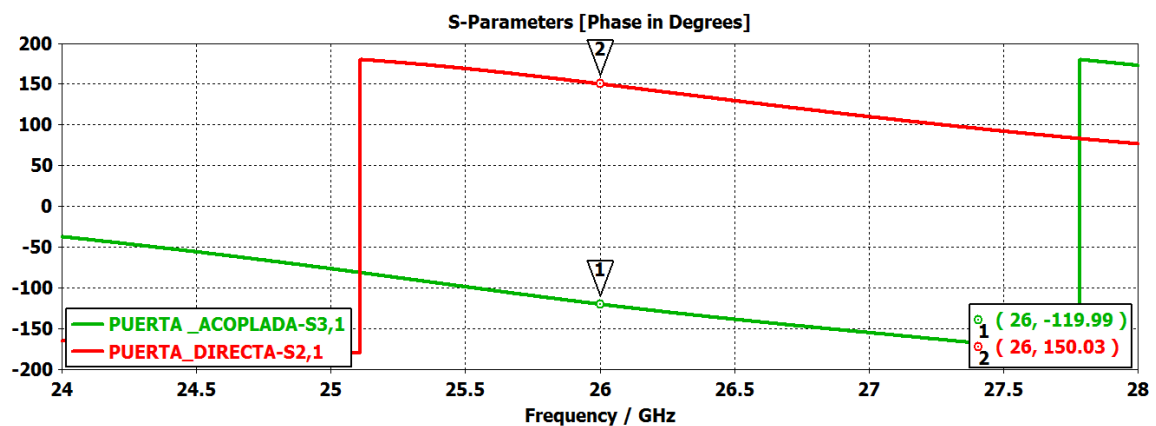


Figura 4-4. Desfase en grados entre las señales salientes en las puertas 2 y 3.

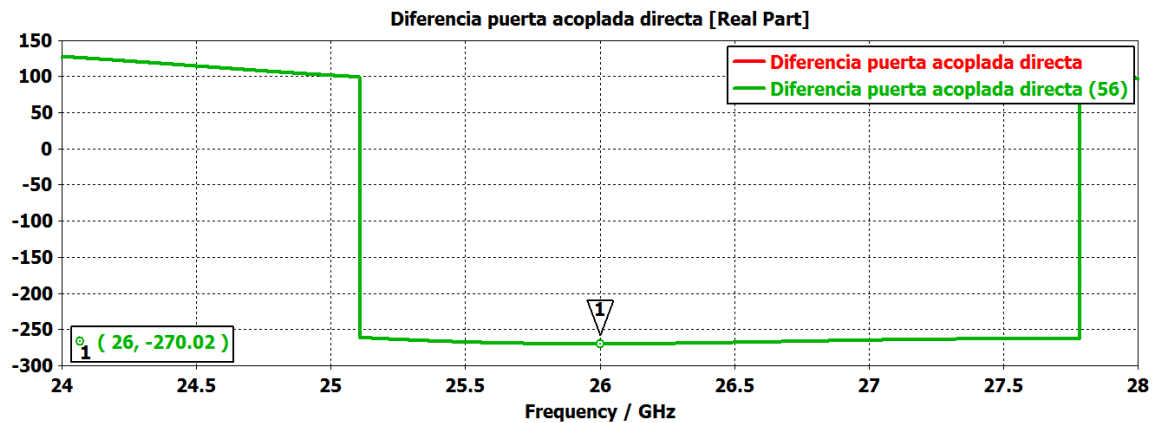


Figura 4-5. Diferencia entre las señales salientes en las puertas 2 y 3.

#### 4.1.2 Branch line a 34 GHz.

En este apartado, se muestra el diseño y los resultados obtenidos del Branch-line a la frecuencia de trabajo de 34 GHz. En la figura 4-6 se muestra las dimensiones del diseño con el que se ha conseguido el mejor resultado.

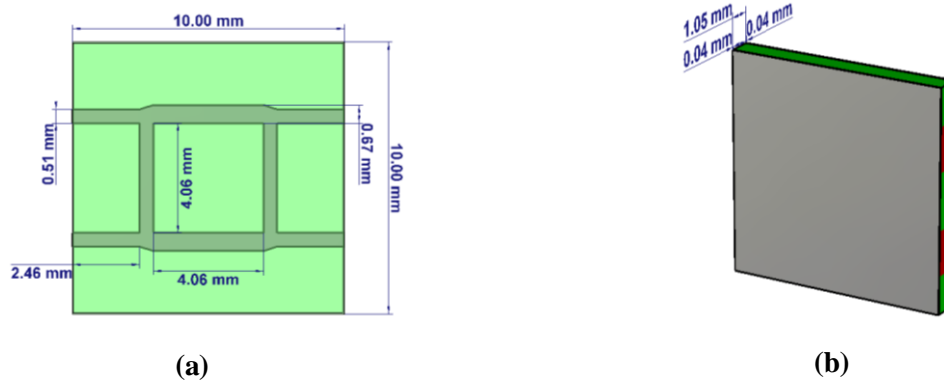


Figura 4-6. Dimensiones (a) y vista oblicua (b) del Branch-line a 34 GHz.

En las figuras 4-7, 4-8 y 4-9 se muestran los resultados obtenidos. Como se puede observar, se ha conseguido un desfase entre las puertas 2 y 3 de  $270^\circ$  o lo que es lo mismo  $-90^\circ$ . Respecto a la distribución de potencia, se ha conseguido distribuir la mitad de potencia de entrada a las puertas 2 y 3, mientras que la transmisión de potencia a la puerta 4, como se ve en los resultados, está por debajo de -40 dB (0,004 % de la potencia de entrada).

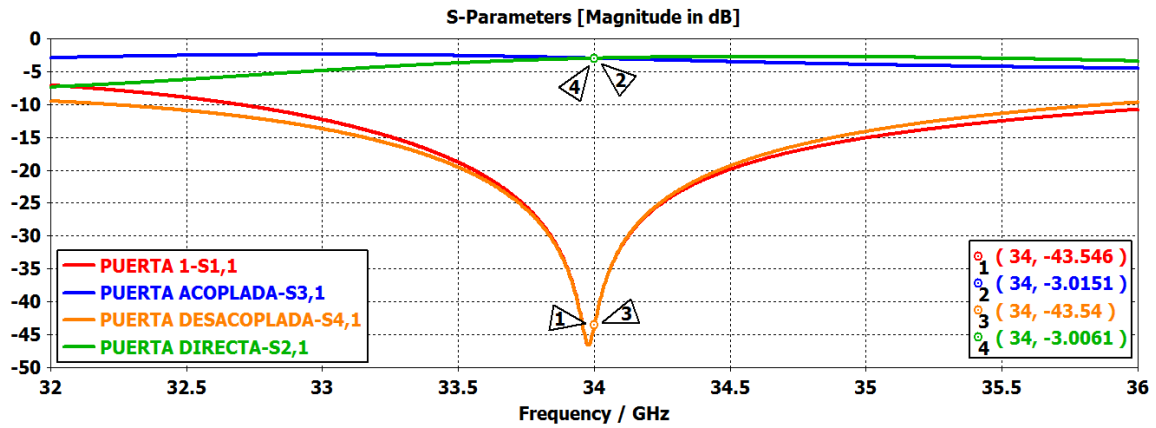


Figura 4-7. Adaptación de la puerta 1 ( $S_{11}$ ) y transmisión de potencia a las puertas 2 ( $S_{21}$ ), 3 ( $S_{31}$ ) y 4 ( $S_{41}$ ) del Branch line a 34 GHz.

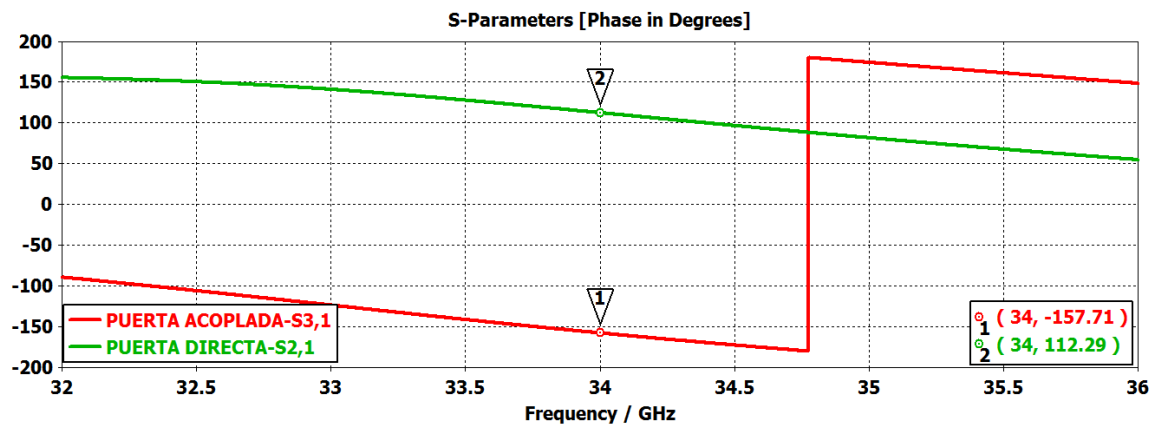


Figura 4-8. Desfase en grados entre las señales salientes en las puertas 2 y 3.

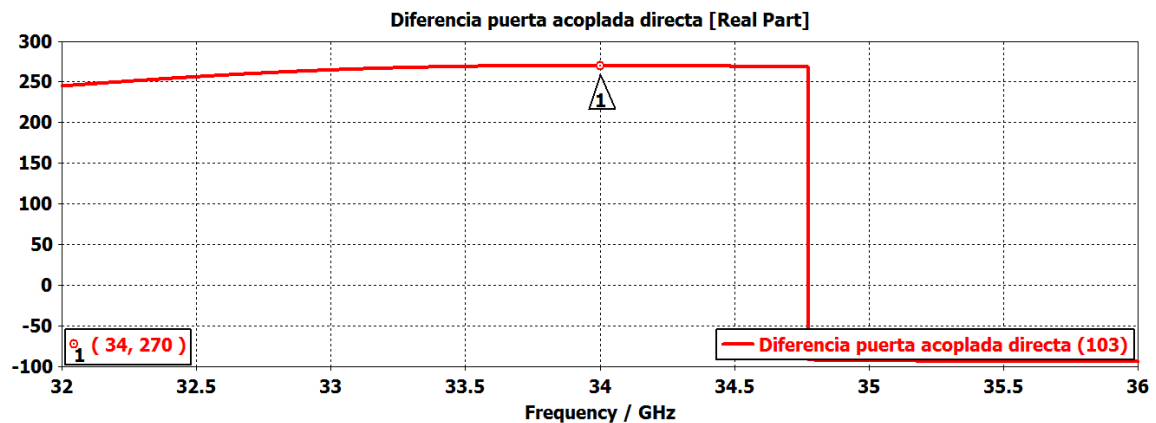


Figura 4-9. Diferencia entre las señales salientes en las puertas 2 y 3.

## 4.2 Alimentación con conector coaxial.

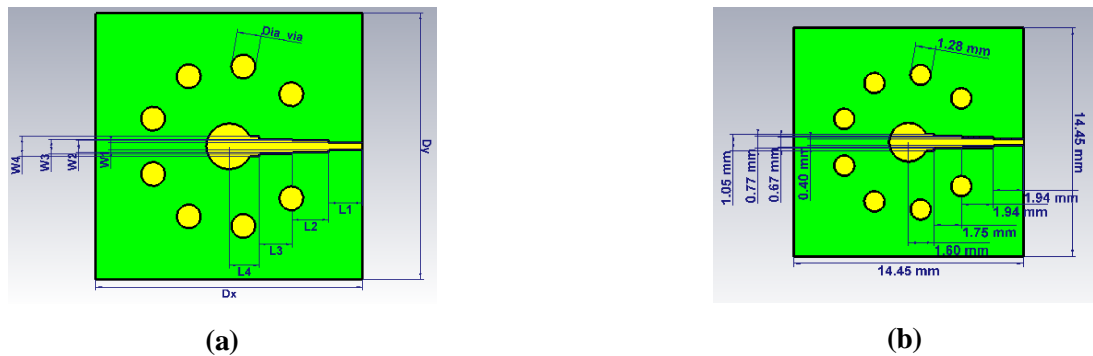
En este apartado, se desarrolla la alimentación del Branch-line de 26 GHz con conector coaxial. Los conectores son elementos necesarios que se deben diseñar para su implementación dentro de la red de alimentación de los elementos radiantes. Para ello, se

estudió el diseño de alimentación de una pista a través de un conector vertical [31], modificando y optimizando el diseño original para que trabaje a 26 GHz. La propuesta de este diseño se basa en alimentar una pista Stripline con un conector coaxial vertical y a su vez, unir los planos de masa adyacentes mediante pines metálicos, de tal manera que consigamos simular una cavidad resonante para minimizar al máximo las pérdidas. El objetivo es transmitir toda la potencia entrante por una puerta a la otra y viceversa sin que se produzcan pérdidas.

En las figuras 4-10 y 4-11, se muestra el diseño y los valores de los elementos para la mejor simulación.



**Figura 4-10. Diseño de alimentación con conector coaxial de pista Stripline (a) y detalle de posición de pines respecto al conector (b).**



**Figura 4-11. Parametrización de pistas y pines (a) y valores (b) del mejor resultado obtenido.**

Como se ve en la Figura 4-11, la línea Stripline está formada por 4 secciones de diferentes tamaños y anchuras. Esto es debido a que, en un primer diseño, con una única pista del mismo ancho, las impedancias de los puertos no estaban adaptadas. De esta manera, prácticamente se reflejaba toda la potencia de entrada en los puertos en lugar de transmitirla de un puerto a otro. Para solucionar esta falta de adaptación entre puertos, se diseñó transformadores  $\lambda/4$ .

Un transformador  $\lambda/4$ , es un tramo intermedio de línea de transmisión que adapta dos líneas que se conectan a sus extremos [32]. En nuestro caso, como la diferencia entre la impedancia del conector coaxial y el puerto eran muy grande, se optó por implementar 4 transformadores

para que el salto entre uno y otro no fuera tan grande, de esta manera se facilita el diseño en general.

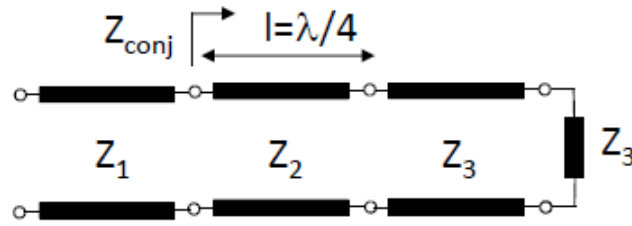


Figura 4-12. Transformador  $\lambda/4$  para adaptación de impedancias [32].

En el ejemplo de la Figura 4-12, la línea de transmisión a diseñar sería aquella que tiene como impedancia característica  $Z_2$ . Para su cálculo se utilizó la siguiente formulación [32]:

$$Z_{\text{conj}} = Z_1 = Z_2 \frac{Z_3 \cos(\beta l) + jZ_2 \sin(\beta l)}{Z_2 \cos(\beta l) + jZ_3 \sin(\beta l)}$$

Donde  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  y  $l = \frac{\lambda}{4}$ . De esta manera la impedancia característica de la línea sería:

$$Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}$$

Una vez calculado la impedancia característica de la línea, se utilizó el programa ADS (herramienta linecalc) para calcular la longitud y ancho de las 4 pistas que adaptan los puertos 1 y 2.

En la figura 4-13, se muestran los resultados obtenidos. Como se observa, se ha conseguido prácticamente la transmisión total de potencia de una puerta a otra. El peor resultado lo tenemos cuando transmitimos desde la puerta 1 hasta la puerta 2 aunque en los dos casos es prácticamente nulo. Esto es debido a que la puerta 1 está peor adaptada que la puerta 2. En general, se puede dar por bueno este resultado.

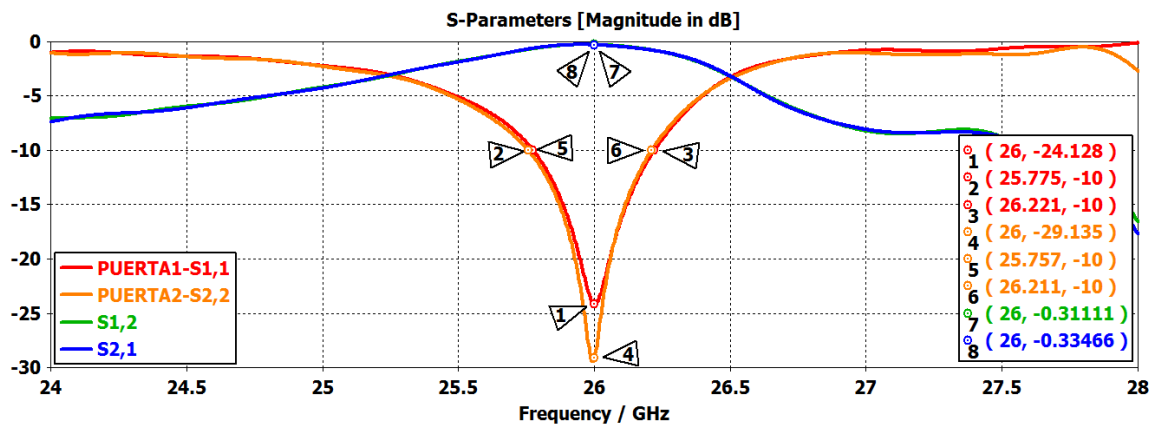


Figura 4-13. Adaptación de las puertas 1 ( $S_{11}$ ) y 2 ( $S_{22}$ ) y acoplo entre la puertas 1 y 2 ( $S_{21}$  y  $S_{12}$ ) de la pista Stipline alimentada con conector coaxial vertical.

## 5 Conclusiones

---

En este TFG se ha estudiado los conceptos, características y el diseño de diferentes antenas fabricadas en tecnología Microstrip, así como su alimentación en tecnología Stripline multicapa. Partiendo de unas especificaciones que hemos fijado a partir del estudio de diferentes misiones espaciales donde se han utilizado satélites CubeSat, se realizan los diseños con las herramientas CST y ADS.

El diseño propuesto para la antena, a diferencia de las antenas utilizadas en los satélites CubeSat que se han estudiado, trabaja en multibanda, con un diseño común para ambas frecuencias, este aspecto innova respecto al estado del arte. Se ha mejorado también el ancho de banda respecto a los sistemas estudiados.

La metodología de diseño propuesta al inicio, ha sido una herramienta muy eficaz, puesto que nos ha permitido llevar un control sobre el orden y el trabajo propuesto en las diferentes etapas para la realización de este TFG.

Como se ha mostrado en los resultados obtenidos, se puede concluir que en el diseño del elemento radiante, se ha conseguido los objetivos marcados en la frecuencia de diseño de 26 GHz (Tx), aunque hay aspectos a mejorar como son los acoplos entre las puertas, la relación axial y el ancho de haz. El ancho de haz es un factor importante. Como se comentó, la antena debe ser más omnidireccional que directiva, ya que el satélite no se sitúa inmediatamente en su posición, sino que lo hace en diferentes fases. Para cubrir estas fases de posicionamiento, el ancho de haz debe ser lo suficientemente amplio para que no se pierda información en ninguna de las fases. El valor de la relación axial nos indica la “calidad” de nuestra polarización circular y aunque se ha conseguido bajar de 4 dB, no se mantiene constante en el margen del ancho de haz. Para la frecuencia de 34 GHz (Rx), los resultados son peores. Esto es debido a que al trabajar a frecuencias mayores, es más difícil obtener los resultados buscados que a frecuencias menores. Otro aspecto a tener en cuenta en relación al diseño de un elemento multibanda es su alimentación, ya que al precisar de componentes diferentes generan interferencias entre sí, siendo necesario el empleo de componentes que mejoren su aislamiento.

En los diferentes diseños realizados hasta llegar al elemento final, se puede observar que a un mayor tamaño de los componentes se consigue un mayor ancho de banda. Estos elementos serían buenos candidatos para ser utilizados en aplicaciones terrestres donde el espacio del que se dispone no es tan restringido como en aplicaciones espaciales.

En relación a la red de alimentación, podemos ver que se ha conseguido los objetivos marcados. Dependiendo de la aplicación final, esta red de alimentación, se utilizará en el elemento radiante o bien en una agrupación de antenas (array) junto con divisores de potencia que quedarán incluidos dentro de un diseño multicapa. En esta parte, cabe destacar el diseño del conector coaxial para reducir las pérdidas de señal en el elemento final.

El elemento final ocupa poco volumen al ser diseñado con líneas Stripline. De esta manera, es muy compacto, siendo un buen candidato para ser montado en cualquier superficie plana o conformada. Los cuatro puertos con que alimentamos el elemento radiante hacen que trabaje en doble banda con polarización circular, pudiéndose implementar o utilizar en sistemas full dúplex (transmisión y recepción simultánea).

## 6 Trabajo futuro

---

Como trabajo futuro y mejora de este TFG se propone los siguientes avances y cambios en los diseños realizados:

- Mejorar la relación axial del elemento unitario en ambas frecuencias.
- Aumentar el ancho de haz en ambas frecuencias.
- Diseñar e implementar el diseño del conector coaxial que trabaje a 34 GHz.
- Integrar en un único diseño el elemento radiante, alimentados por los Branch-line y el conector coaxial.



## 7 Referencias

---

- [1] NASA, CubeSat 101 Basic Concepts and Processes for First-Time CubeSat Developers, 2017.
- [2] S. Gao, «Antennas for Modern Small Satellites,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. Vol. 51, No 4, 2009.
- [3] Richard E. Hodges, «ISARA – Integrated Solar Array and Reflectarray CubeSat Deployable Ka-band Antenna,» 2015.
- [4] <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/a/asteria>, «ASTERIA (Arcsecond Space Telescope Enabling Research in Astrophysics)».
- [5] <https://www.jpl.nasa.gov/cubesat/missions/marco.php>, «Mars Cube One (MarCO)».
- [6] ESA, «<https://earth.esa.int/web/guest/missions/3rd-party-missions/current-missions/planetscope>».
- [7] ESA, «<https://earth.esa.int/web/guest/missions/3rd-party-missions/current-missions/spire>».
- [8] N. Saeed, «CubeSat Communications: Recent Advances and Future Challenges».
- [9] A. Narayanasamy, «Nanosatellites constellation as an IoT communication».
- [10] E. L. Shkolnik, «On the Verge of an Astronomy CubeSat Revolution,» 2018.
- [11] [https://www.esa.int/Our\\_Activities/Space\\_Science/How\\_to\\_find\\_an\\_extrasolar\\_planet/\(print\)](https://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/How_to_find_an_extrasolar_planet/(print)), «HOW TO FIND AN EXTRASOLAR PLANET».
- [12] Richard E. Hodges, «The ISARA Mission – Flight Demonstration of a High Gain Ka-Band Antenna for 100 Mbps Telecom,» 2018.
- [13] <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/i/isara>, «ISARA (Integrated Solar Array and Reflectarray Antenna)».
- [14] C. Cofield, «Astrophysics CubeSat could be used to study planets orbiting other stars,» 2018.
- [15] A. Babuscia, «Arcsecond Space Telescope Enabling Research in Astrphysics (ASTERIA) Telecommunications».
- [16] M. W. Smith, «On-Orbit Results and Lessons Learned from the Asteria Space Telescope Mission».
- [17] <https://www.jpl.nasa.gov/news/news.php?feature=7295>, «NASA Hears MarCO CubeSats Loud and Clear from Mars».
- [18] A. Klesh, «MarCO: CubeSats to Mars in 2016,» 2015.
- [19] A. T. Klesh, «MarCO. Flight Review and Lessons Learned,» 2019.
- [20] N. Chahat, «A Deployable High-Gain Antenna Bound for Mars: Developing a new folded-panel reflectarray for the firsts CubeSat mission to Mars.».
- [21] J. L. M. Campos, «Conceptos básicos de antenas».
- [22] C. A. BALANIS, ANTENA THEORY, NEW YERSEY: WILEY, 2005.
- [23] E. Carrasco-Yépez, «Desarrollo, análisis y diseño de antenas tipo reflectarray,» 2005.
- [24] J. A. .. Encinar, «DISEÑO CONSTRUCCION Y MEDIDA DE UN REFLECTARRAY PARA ANTENA TERMINAL EN BANDA KA,» 2004.
- [25] J. L. M. Campos, «Tema 3.Antenas impresas,» 2015.
- [26] A. R. R. Laso, «DISEÑO, REALIZACIÓN Y MEDIDA DE ANTENAS ALIMENTADAS POR APERTURA EN BANDA Ku».
- [27] D. M. Pozar, «A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications,» 1996.

- [28] I. Rodríguez, «Antena parche acoplada por ranura a 750 MHz - 50  $\Omega$ ,» 2016.
- [29] J. A. R. Cruz, *Distribución de señales y alimentación de arrays de antenas. División y combinación de potencia.*
- [30] D. M. Pozar, «Microwave Engineering».
- [31] J. P. L. Lopesino, «Diseño e implementación de una red de alimentación con rotación secuencial para nuevas antenas de estaciones de referencia de sistemas GNSS».
- [32] J. A. R. Cruz, «Circuitos con líneas de transmisión. Adaptación de impedancias.,» 2014.
- [33] J. A. R. Cruz, Teoría de circuitos en sistemas de microondas. Parámetros S..
- [34] «<https://deepspace.jpl.nasa.gov/dsndocs/810-005/201/201C.pdf>».
- [35] G. B. Ubero, «Desarrollo de una antena en tecnología microstrip para un sistema nano-SAR».

## Glosario

---

LEO	Low Earth Orbit
ISARA	Integrated Solar Array and Reflectarray
ASTERIA	Arcsecond Space Telescope Enabling Research in Astrophysics
MARCO	Mars Cube One
ESA	European Space Agency
NASA	National Aeronautics and Space Administration
CST	Computer System Technology
ADS	Advanced Design System
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
TT&C	Telemetry Tracking and Command

## Anexos

### A Parámetros S.

Los parámetros S (Scattering) o de dispersión o distribución, son usados para caracterizar los dispositivos de microondas [33].

La matriz de parámetros S, relacionan las amplitudes de las ondas de potencia entrante y saliente de un circuito.

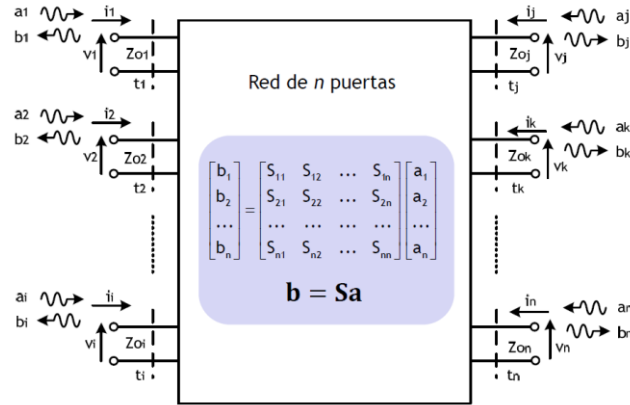


Figura A-1. Matriz parámetros S [33].

Dentro de estos parámetros S se podría diferenciar entre dos tipos [33]:

- $S_{ii}$  (Coeficiente de reflexión). Nos indica la parte de potencia que se refleja en la puerta  $i$  cuando entregamos potencia de un generador a esta puerta.

$$|S_{ii}|^2 = \frac{P_{\text{reflejada por el circuito en la puerta } i}}{P_{\text{disponible del generador en la puerta } i}}$$

Cuando todas la puertas  $k \neq i$  están cargadas con su impedancia de referencia.

Donde:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i}$$

- $S_{ji}, j \neq i$  (Coeficiente de transmisión). Indica la potencia entregada a una puerta diferente a la puerta por donde entrega la potencia el generador.

$$|S_{ji}|^2 = \frac{P_{\text{entregada a la carga en la puerta } j}}{P_{\text{disponible del generador en la puerta } i}}$$

Cuando todas la puertas  $k \neq i$  están cargadas con su impedancia de referencia.

Donde:

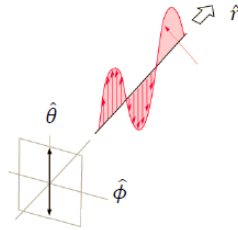
$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i}$$

## **B Polarización.**

Es la polarización del campo eléctrico radiado en la dirección de máxima radiación. Es la figura que traza en función del tiempo, para una dirección fija, el extremo del vector del campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador desde la antenna [21].

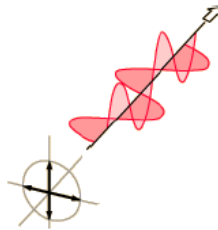
Existen 3 tipos de polarizaciones: lineal, circular y elíptica.

- Polarización lineal: El campo proyectado sobre el plano del observador lo hace sobre una recta.



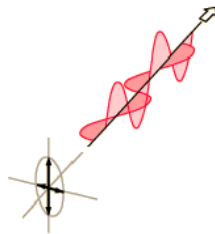
**Figura B-2. Polarización lineal [21].**

- Polarización circular: El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia. Se consigue una polarización circular si se excita dos modos ortogonales con una diferencia entre ellos de  $90^\circ$ . Se puede diferenciar entre polarización circular a derechas e izquierdas dependiendo del sentido del giro.



**Figura B-3. Polarización circular [21].**

- Polarización elíptica: El extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse.



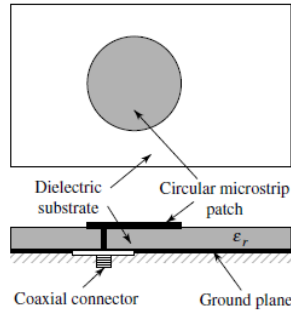
**Figura B-4. Polarización elíptica [21]**

### **C Tipos de alimentación de una antena Microstrip.**

Hay varias formas de alimentar una antena Microstrip, las más comunes son [22]:

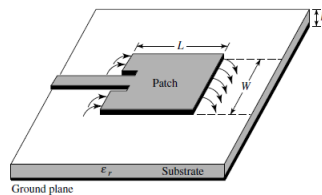
#### **Polarización lineal:**

- Por sonda coaxial:  
Poco ancho de banda (2%).  
Difícil adaptación para sustratos gruesos ( $h < 2$ ) por radiación espúrea de la vía coaxial.



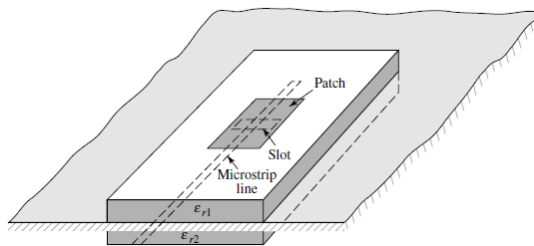
**Figura C-5. Parche circular alimentado por sonda coaxial [22].**

- Por línea Microstrip:  
Poco ancho de banda ( $< 2\%$ ).  
Radiación espúrea de la línea.



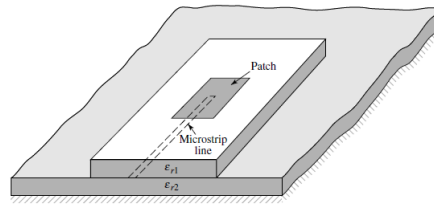
**Figura C-6. Parche cuadrado alimentado por línea Microstrip [22].**

- A través de acoplo por ranura:  
Mayor ancho de banda ( $< 10\%$ ).  
Utilización de 2 sustratos para incluir una línea acoplada a una ranura en el plano de masa.



**Figura C-7. Parche cuadrado alimentado a través de acoplo por ranura [22].**

- Línea Microstrip acoplada por proximidad:  
Ancho de banda (8%).  
Utilización de 2 sustratos para incluir una línea acoplada y el parche.



**Figura C-8. Parche cuadrado alimentado por acoplo por proximidad [22].**

### **D Parche rectangular tecnología Microstrip.**

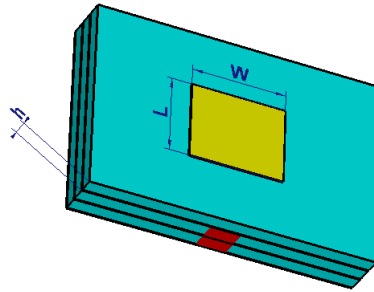
Para el diseño del parche rectangular se estudió el modelo de cavidad resonante, teniendo en cuenta los siguientes valores del sustrato y de las frecuencias de diseño:

$h = 0,508$  (altura del sustrato).

$E_r = 2,40$  (constante dieléctrica del sustrato).

$f_{\text{diseño}} = 26 - 34$  GHz.

El modelo de cavidad resonante indica que el parche, la masa y las 4 ranuras del parche, se pueden considerar como una cavidad resonante. La parte superior del parche y la parte inferior de la masa se pueden considerar paredes eléctricas perfectas, mientras que las 4 ranuras del parche se pueden considerar paredes magnéticas perfectas. En la cavidad se pueden definir modos resonantes, siendo su modo fundamental el  $TM_{100}$  [25].

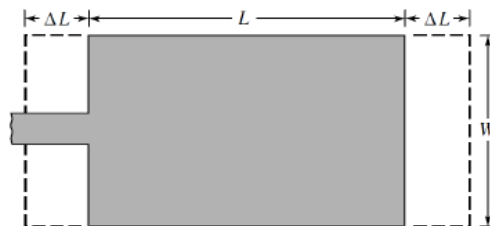


**Figura D-9. Parámetros del parche rectangular.**

Para calcular el ancho del parche se utilizó la siguiente formulación:

$$W_{\text{opt}} = \frac{\lambda_{o,\text{diseño}}}{2} \sqrt{\frac{2}{E_r + 1}} \quad \text{donde} \quad \lambda_{o,\text{diseño}} = \frac{c_0}{f_{\text{diseño}}}$$

Para calcular la longitud del parche hay que tener en cuenta que el campo en los bordes del parche no queda totalmente cerrado, produciéndose un incremento de la longitud total del parche. Esto no pasaría en los laterales del parche, ya que sus corrientes se anulan mutuamente, el parche no radia por la parte superior ni por las paredes horizontales, sino que radia por las paredes verticales según el dibujo mostrado en la Figura D-10 [25].



**Figura D-10. Longitud efectiva del parche por el efecto borde [25].**

$$L_{\text{efec}} = L + 2\Delta L$$



Otra consideración a tener en cuenta sería que el parche se encuentra sobre un sustrato de constante dieléctrica  $E_r$  que tiene a su alrededor aire con constante dieléctrica  $E_o$ . La relación entre estas dos constantes se define como  $E_{r,efec}$ . [25].

Para el cálculo de nuestra  $E_{r,efec}$  hemos tenido en cuenta que  $W > h$  :

$$E_{r,efec} = \frac{Er+1}{2} + \frac{Er-1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5}$$

Se muestra el formulario utilizado para el cálculo de la longitud del parche [25]:

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(E_{r,efec}+0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(E_{r,efec}-0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

$$f_{c,mnp} = \frac{co}{2\sqrt{E_{r,efec}}} \sqrt{\left( \frac{m}{L_{efec}} \right)^2 + \left( \frac{n}{W} \right)^2 + \left( \frac{p}{h} \right)^2}$$

Como el modo fundamental en el parche es el  $TM_{100}$ , la fórmula se simplificaría quedando de la siguiente manera:

$$f_{c,100} = \frac{co}{2 L_{efec} \sqrt{E_{r,efec}}} \quad \text{siendo} \quad L_{efec} = \frac{co}{2 f_{diseño} \sqrt{E_{r,efec}}}$$

Respecto al parche circular, todo lo anteriormente visto, se puede aplicar, tanto el efecto de borde, como que la parte superior del parche e inferior del plano de masa se pueden considerar paredes eléctricas perfectas y el borde del parche, como pared magnética perfecta. Lo que cambia respecto al anterior diseño es la geometría del elemento. Para definir las dimensiones del parche, tenemos en cuenta la siguiente formulación [25]:

$$a_{efec} = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a E_r} \left( \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right)}$$

$$f_{c,mnp} = \frac{co}{2\pi\sqrt{E_r}} \sqrt{\left( \frac{X'_{mn}}{a_{efec}} \right)^2 + \left( \frac{p\pi}{h} \right)^2}$$

Siendo el modo fundamental del parche circular el  $TM_{110}$  y  $X'_{mn} = 1.8412$  (primera derivada de la función de Bessel, donde m es el orden y n es la posición del 0) [25] quedando simplificada la anterior fórmula de esta forma:

$$f_{c,mnp} = \frac{co}{2\pi\sqrt{E_r}} \frac{X'_{mn}}{a_{efec}}$$

### E Diseño Branch-line -3 dB.

Un Branch-line se puede considerar como un “divisor” de potencia. Su funcionamiento consiste en alimentar una de las 4 puertas que lo componen. En la figura E-11 se alimenta el circuito a través de la puerta 1. Esta puerta debe repartir la mitad de potencia a dos de las tres puertas restantes (puertas 2 y 3), quedando la puerta 4 sin “alimentar” (puerta desacoplada). Además de la función anteriormente descrita, un Branch-line tiene como finalidad que los vectores que llegan a las puertas alimentadas (no desacopladas) estén desfasados uno respecto al otro en  $90^\circ$ , de esta forma se conseguiría una alimentación circular [29]. En nuestro caso, el diseño final debería cumplir con las siguientes especificaciones:

- La puerta 1 es la entrada del circuito. Por esta puerta la reflexión tiene que ser nula.
- La transmisión de potencia a la puerta 4 ha de ser nula (puerta aislada).
- La transmisión de potencia a las puertas 2 y 3 debe ser la misma (mitad de potencia para cada una).
- La relación de amplitudes en la puerta 3 y 1 vale  $c_3 = Y_2/Y_1$   
Donde  $C[\text{dB}] = -20 \log_{10} c$  (acoplo).
- La relación de amplitudes en la puerta 2 y 1 vale  $c_2 = Y_0/Y_1$ .  
Donde  $C[\text{dB}] = -20 \log_{10} c$  (acoplo) y  $Z_0 = 70 \Omega$ .
- Las señales salientes a las puertas 3 y 4 deben estar desfasadas  $90^\circ$ .

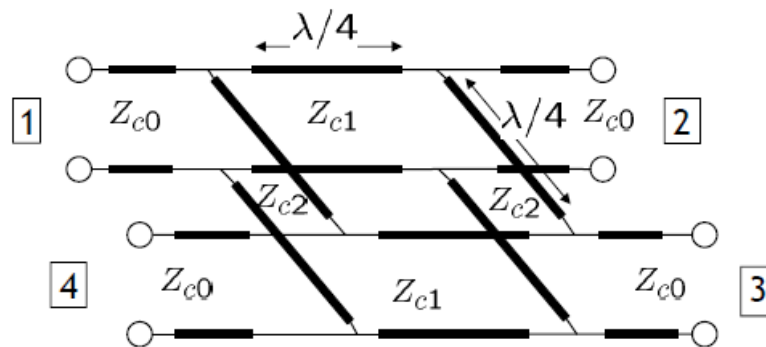
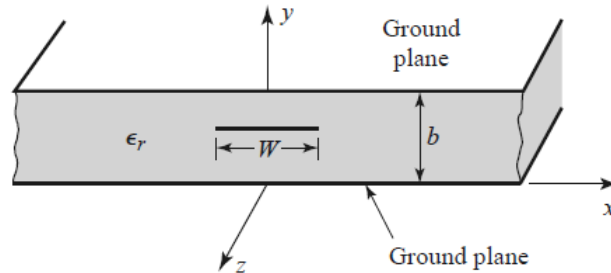


Figura E-11. Diseño Branch-line [29].

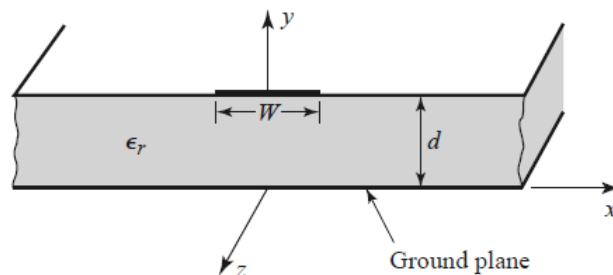
## ***F Líneas de transmisión. Microstrip y Stripline.***

La línea de transmisión Stripline está formada por una tira delgada que está situada entre dos planos de masa separados por una distancia  $b$ . Esta distancia está recubierta por un sustrato dieléctrico y depende del grosor de dicho sustrato. En la figura F-12 se muestra la geometría de una línea Stripline [30].



**Figura F-12. Geometría línea Stripline [30].**

La línea de transmisión Microstrip está formada por una tira delgada situada sobre un sustrato dieléctrico y este a su vez situado sobre un plano de masa. En la figura F-13 se muestra la geometría de una línea Microstrip [30].



**Figura F-13. Geometría línea Microstrip [30].**

Algunas de las diferencias entre las dos líneas de transmisión serían las siguientes:

Ventajas de las líneas Stripline [22]:

- Minimiza la radiación posterior.
- Mayor ancho de banda que la línea Microstrip.
- El diseño final ocupa menor volumen que la alimentación con líneas Microstrip.

Ventajas de la línea Microstrip [22]:

- Mejor aislamiento entre las líneas adyacentes.
- Más fáciles de fabricar que las líneas Stripline.
- Tienen un coste menor que las líneas Stripline.